I. CONSTANTIN
I. DIACONESCU
M. IVANCIOVICI
C-TIN ŞERBU

APLICAŢII ŞI PROBLEME DE RADIO ŞI TELEVIZIUNE

PREFAȚĂ

Lucrarea este destinată elevilor liceelor industriale și poate fi folosită de toți cei ce se pregătesc pentru a urma o facultate de profil electric; totodată, ea poate fi utilă muncitorilor și tehnicienilor care lucrează în domeniul electronicii și automaticii, care vor să aprofundeze cunoștințele fundamentale de specialitate. Cartea cuprinde probleme de interes teoretic și practic referitoare la elemente de circuit, circuite acordate, semnale modulate și o serie de blocuri funcționale utilizate în aparatura electronică, de radio și de televiziune.

Partea întîi a fiecărui capitol cuprinde breviarele de teorie și enunțurile problemelor, grupate în capitolele de bază ale radioelectronicii. S-a urmărit ca studierea breviarelor și rezolvarea problemelor să asigure atît sintetizarea, aprofundarea și fixarea temeinică a cunoștințelor teoretice, cît și formarea deprinderilor de lucru independent, a capacității de a aborda și a rezolva probleme care solicită ansamblul cunoștințelor de fizică și matematică din liceu, în concordanță cu actualele exigențe ale pregătirii viitorilor specialiști. Aceasta face ca lucrarea să cuprindă, alături de un număr restrîns de probleme care reprezintă aplicații numerice ale unor relații teoretice, o serie de probleme de dificultate gradat sporită, în spiritul și la nivelul cerut de concursurile de admitere în învățămîntul superior, precum și unele probleme-întrebări, menite a deprinde cititorul cu utilizarea cunoștințelor teoretice fundamentale pentru înțelegerea și interpretarea unor fenomene și procese particulare, de tipul celor care intervin în aplicațiile practice ale radioelectronicii.

În a doua parte a cărții sînt date rezultatele tuturor problemelor, precum și rezolvări și indicații de rezolvare pentru probleme tipice sau de dificultate sporită. Problemele pentru care se dau rezolvări detaliate sînt marcate cu indicele R, alăturat numărului problemei. În general, sînt date atît rezultatul numeric cît și cel literal, ceea ce reprezintă o indicație indirectă asupra rezolvării problemei.

Numerele figurilor coincid cu numerele problemelor la care se referă. Figurile din cadrul rezolvărilor sînt marcate cu numărul problemei, urmat de indicele R.

Autorii mulțumesc tov. conf. dr. ing. Drăgulinescu Marin pentru remarcabilul aport la îmbunătățirea lucrării.

AUTORII

CUPRINS

PARTEA ÎNTÎI

BREVIARE ŞI ENUNŢURI

1. ELEMENTE DE CIRCUIT

BREVIAR

● Rezistoare

● *Rezistenţa unui conductor metalic* se poate determina cu ajutorul relaţiei:

$$R = \rho \frac{l}{s} \quad [\Omega], \tag{1}$$

în care:
- ρ este rezistivitatea conductorului, în $\Omega \cdot m$;
- l — lungimea conductorului, în m;
- s — secţiunea conductorului, în m^2.

● *Legea de variaţie a rezistenţei cu temperatura* (pînă la o încălzire a conductorului de aproximativ 200°C şi ţinînd seama că $\alpha(t - t_0) \ll 1$) este dată de relaţia:

$$R_t = \rho_0 [1 + \alpha_\rho (t - t_0)] \frac{l_0[1 + \alpha(t - t_0)]}{s_0[1 + 2\alpha(t - t_0)]} \cong \rho_0 \frac{l_0}{s_0} [1 + \alpha_\rho (t - t_0)] =$$

$$= R_0[1 + \alpha_\rho (t - t_0)] \quad [\Omega], \tag{2}$$

în care:

- R_t este valoarea rezistenţei la temperatura t;
- R_0 — valoarea rezistenţei la temperatura t_0;
- ρ_0 — rezistivitatea conductorului la temperatura t_0;
- l_0 — lungimea conductorului la temperatura t_0;
- s_0 — secţiunea conductorului la temperatura t_0;

Tabelul 1.1

Valorile mărimilor ρ și α_ρ pentru cîteva materiale

Materialul	Rezistivitatea ρ la 20°C [Ω m]	Coeficientul de temperatură α_ρ la 20°C [grad^{-1}]
Argint	$1{,}6 \cdot 10^{-8}$	$3{,}8 \cdot 10^{-3}$
Alama	$7{,}5 \cdot 10^{-8}$	$2{,}0 \cdot 10^{-3}$
Aluminiu	$2{,}8 \cdot 10^{-8}$	$3{,}9 \cdot 10^{-3}$
Aur	$2{,}3 \cdot 10^{-8}$	$3{,}6 \cdot 10^{-3}$
Cupru	$1{,}7 \cdot 10^{-8}$	$3{,}9 \cdot 10^{-3}$
Constantan	$48 \cdot 10^{-8}$	$2{,}0 \cdot 10^{-5}$
Cositor	$11{,}5 \cdot 10^{-8}$	$4{,}2 \cdot 10^{-3}$
Fier	$9{,}66 \cdot 10^{-8}$	$6{,}0 \cdot 10^{-3}$
Manganină	$48 \cdot 10^{-8}$	$\pm 1{,}0 \cdot 10^{-5}$
Molibden	$5{,}7 \cdot 10^{-8}$	$3{,}3 \cdot 10^{-3}$
Nichel	$10{,}0 \cdot 10^{-8}$	$5{,}0 \cdot 10^{-3}$
Platină	$10{,}6 \cdot 10^{-8}$	$3{,}8 \cdot 10^{-3}$
Tungsten	$5{,}6 \cdot 10^{-8}$	$4{,}5 \cdot 10^{-3}$

α_ρ — coeficientul de temperatură al rezistivității (în grad^{-1}), adică variația relativă a rezistivității pe unitatea de variație a temperaturii;

α — coeficientul de dilatație liniară a conductorului.

În tabelul 1.1 sînt date valorile pentru ρ și α_ρ în cazul unor materiale uzuale.

● *Efectul pelicular.* În cazul unui curent alternativ sinusoidal $i(t) = I_0 \cos(\omega t + \varphi_i)$, densitatea de curent scade spre centrul conductorului după o lege exponențială, conform relației

$$\frac{J_z}{J_0} = e^{-\frac{z}{\delta}}, \tag{3}$$

în care:

J_0 este densitatea de curent la suprafața conductorului;

J_z — densitatea de curent la adîncimea z de la suprafața conductorului;

δ — adîncimea de pătrundere (adîncimea la care densitatea curentului scade la 1/e din densitatea de la suprafața conductorului).

Adîncimea de pătrundere δ se poate aprecia cu ajutorul relației

$$\delta = 503{,}3\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \text{ [m]}, \tag{4}$$

în care:

ρ este rezistivitatea conductorului, în Ω·m;

μ_r — permeabilitatea relativă;

f — frecvența, în Hz.

○ **Observație.** La frecvențe înalte, lucrurile se petrec pentru puterea disipată ca și cum curentul de intensitate I ar fi uniform distribuit în coroana de adîncime δ, iar în restul conductorului ar fi zero.

● *Puterea nominală.* Puterea maximă pe care o poate disipa rezistența în timpul funcționării, fără să-și modifice sensibil valoarea, reprezintă puterea nominală:

$$P_n = RI^2 \text{ sau } P_n = \frac{U^2}{R} \text{ [W]}. \tag{5}$$

Bobine

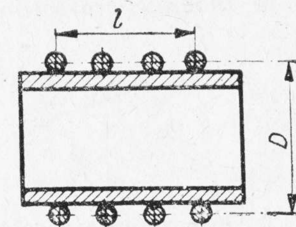


Fig. 1

Inductivitatea bobinelor cilindrice cu un singur strat de spire bobinate una lîngă alta (fig. 1) se poate determina cu ajutorul următoarei relații *(Nagaoka)*:

$$L = 0{,}00987k\frac{n^2D^2}{l} \quad [\mu\text{H}], \tag{6}$$

în care:
- l este lungimea bobinei, în cm;
- D — diametrul bobinei, în cm;
- n — numărul de spire;
- k — un factor de corecție (subunitar) care depinde de raportul $\frac{D}{l}$ (tab. 1.2).

Tabelul 1.2

Coeficientul k în funcție de D/l

D/l	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0
k	0,959	0,920	0,850	0,789	0,735	0,688	0,526	0,429	0,365	0,320

În cazul bobinelor cilindrice cu mai multe straturi (fig. 2), *inductivitatea* se poate determina cu ajutorul relației:

$$L = \frac{0{,}079n^2D^2}{3D + 9a + 10b} \quad [\mu\text{H}] \tag{7}$$

(dimensiunile D, a și b se iau în cm).

Grosimea b, în funcție de factorul de umplere K_u, se poate calcula cu relația:

$$b = 0{,}00785\,\frac{nd^2}{K_u a}, \tag{8}$$

în care, d este diametrul conductorului (inclusiv izolația), în mm.

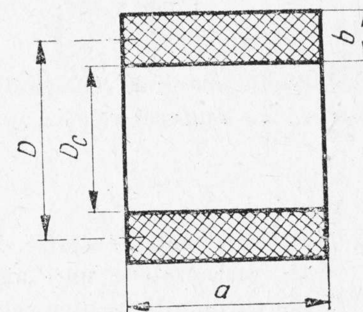


Fig. 2

● *Inductivitatea bobinelor cu miez avînd și un întrefier* se poate determina cu ajutorul relației :

$$L = 1{,}256\cdot10^{-8}\frac{S_f n^2}{\frac{l_f}{\mu_r}+l_a}\ [\mathrm{H}], \tag{9}$$

în care :

S_f este suprafața secțiunii transversale a miezului (a brațului central), în cm²;
n — numărul de spire ale înfășurării ;
l_f — lungimea medie a circuitului magnetic, în cm ;
l_a — lungimea întrefierului, în cm ;
μ_r — permeabilitatea relativă a miezului.

Pentru circuitul magnetic obișnuit al unei bobine cu întrefier (fig. 3) se poate scrie :

$$S_f = bg,$$
$$l_f = l + 2f - a. \tag{10}$$

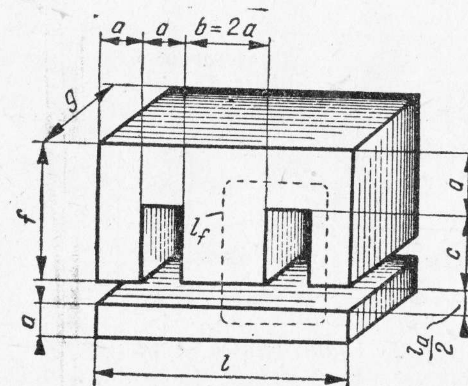


Fig. 3

Pentru *alegerea tipului de tolă* se folosește relația :

$$S_f S_F = \frac{LI_0^2}{K_u JB}\cdot10^2\ [\mathrm{cm}^4], \tag{11}$$

în care :

I_0 este intensitatea curentului continuu ce străbate bobina, în A ;
K_u — factorul de umplere ;
J — densitatea curentului, în A/mm²;
B — inducția admisă, în T ;
S_F — suprafața ferestrei tolei, în cm² ($S_F = ac$).

Inducția maximă B_M (în T) se poate determina în funcție de tensiunea U_{ef} (V) aplicată bobinei, cu ajutorul relației :

$$U_{ef} = 4{,}44\cdot10^{-4} f n S_f B_M, \tag{12}$$

în care :

f este frecvența tensiunii, în Hz ;
n — numărul de spire ale bobinei.

Două curbe utile pentru calculul de dimensionare al bobinelor cu întrefier (*metoda Haana*) sînt prezentate în figura 4, în care $V = S_f l_f$ este volumul corespunzător al fierului,

Rezistența în curent continuu a bobinei cu întrefier se poate determina cu ajutorul relației:

$$R = \frac{0{,}00022 n l_c}{d^2} \ [\Omega], \tag{13}$$

în care:

$l_c = 2(2a + b + g)$ [cm];

d — diametrul conductorului, în mm.

● *Inductivitatea unei bobine de radiofrecvență cu miez feromagnetic* se poate determina cu relația:

$$L = \mu_{ef} L_0, \tag{14}$$

în care:

L_0 este inductivitatea bobinei fără miez;

μ_{ef} — permeabilitatea efectivă ($\mu_{ef} > 1$).

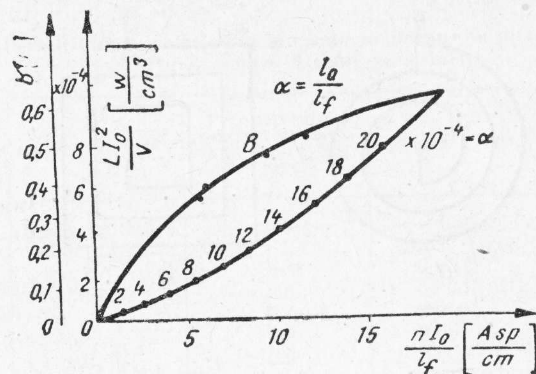


Fig. 4

● *Dacă bobina este ecranată* (fig. 5), *inductivitatea* acesteia este dată de relația:

$$L_e = L_0\left[1 - \left(\frac{D}{D_e}\right)^2 \frac{1}{l_e} \cdot \frac{1}{k}\right], \tag{15}$$

în care k reprezintă un factor ce depinde de raportul $\frac{D}{l}$. În cazul $\frac{D}{l} < 5$ se poate folosi relația

$$k = 1 - 0{,}32\sqrt{\frac{D}{l}}. \tag{16}$$

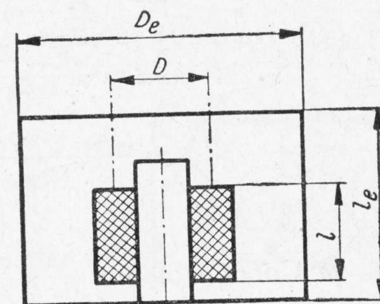


Fig. 5

În cazul unui ecran magnetic, *cîmpul magnetic la o adîncime z de la suprafața conductorului* este

$$H = H_0 e^{-\frac{z}{\delta}}, \tag{17}$$

unde:

H_0 este intensitatea cîmpului la suprafața conductorului;

δ — adîncimea de pătrundere.

● *Factorul de calitate al unei bobine* se poate determina cu relația

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \tag{18}$$

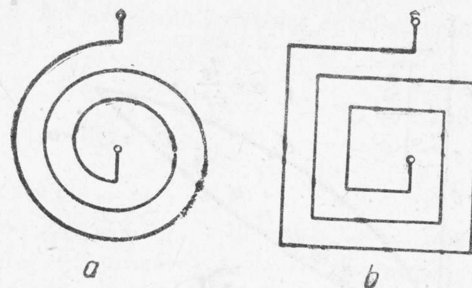


Fig. 6

în care :

L este inductivitatea bobinei ;
R — rezistenţa totală serie de pierderi.

● În gama undelor ultrascurte se pot folosi cu succes *bobine imprimate* (fig. 6).

Pentru aceste bobine, *factorul de calitate* poate lua valori între limitele $Q = 70 \ldots 100$, iar numărul de spire $n = 3 \ldots 15$.

În cazul acestor bobine, *inductivitatea* lor se poate determina cu ajutorul următoarelor relaţii :

— pentru bobinele spirale (fig. 6, *a*) :

$$L = 4{,}97 \cdot 10^{-3} \cdot r_{med} \sqrt[3]{n^5} \cdot \lg 8 \frac{r_{med}}{c} \quad [\mu H]; \tag{19}$$

— pentru bobinele pătrate (fig. 6, *b*) :

$$L = 5{,}55 \cdot 10^{-3} \cdot a_{med} \sqrt[3]{n^5} \cdot \lg 8 \frac{a_{med}}{c} \quad [\mu H], \tag{20}$$

în care :

$r_{med} = \frac{D_{ext} + D_{int}}{4}$ este raza medie, în mm ;

$a_{med} = \frac{A_{ext} - A_{int}}{4}$ — latura medie a pătratului, în mm ;

$c = \frac{D_{ext} - D_{int}}{2} = \frac{A_{ext} - A_{int}}{2}$ — lăţimea medie, în mm.

● Condensatoare

● *Valoarea capacităţii C a unui condensator plan* se poate determina cu relaţia

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S(n-1)}{d} \quad [F], \tag{21}$$

în care :

n este numărul total al plăcilor condensatorului ;
S — suprafaţa fiecărei plăci a condensatorului, în m² ;
d — distanţa între plăcile condensatorului, în mm ;

ε_r — permitivitatea relativă a dielectricului;

ε_0 = $8{,}856 \cdot 10^{-12}$ F/m — permitivitatea vidului.

● *Capacitatea condensatorului cilindric* este dată de relația

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{2\pi l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \text{ [F]}, \tag{22}$$

în care:

l este lungimea cilindrului, în m;

r_2 — raza interioară a cilindrului exterior, în m;

r_1 — raza exterioară a cilindrului interior, în m.

● *Pierderile în dielectric* se pot exprima prin relația

$$P_d = U_{ef} I_{ef} \cos \varphi, \tag{23}$$

Tabelul 1.3

Permitivitatea relativă și tangenta unghiului de pierderi (tg δ) pentru diverse materiale

Materialul	Permitivitatea relativă a materialului la 1 MHz și 25°C	tg δ (la 1 MHz)
Apă distilată	78	0,04
Bachelită	4,3...5,4	0,03...0,06
Cuarț	3,8	0,0002
Ebonită	2,8	0,006
Mica	5,4	0,0003
Micalex	7,5	0,001
Polistiren	2,6	0,00007
Portelan	5...6	0,0075...0,0009
Pirex	4,5	0,0002
Sellac	3,5	0,002
Ulei de transformator	2,3	0,0008

în care cos φ reprezintă *factorul de putere al condensatorului*. În tabela 1.3 sînt date valorile lui ε_r și ale factorului de putere pentru diferite materiale.

Pierderile într-un condensator se reprezintă printr-o rezistență în serie sau în paralel cu capacitatea condensatorului.

Un parametru important al condensatorului este *tangenta unghiului de pierderi* (fig. 7):

$$\text{tg}\,\delta = \omega CR, \tag{24}$$

unde:

R este rezistența echivalentă de pierderi considerată în serie;

C — capacitatea echivalentă serie.

● *Factorul de calitate al condensatorului* este dat de relația

$$Q = \frac{1}{\text{tg}\,\delta}. \tag{25}$$

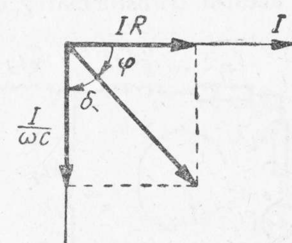


Fig. 7

● Reactoare disipative

● *O reactanță cu pierderi poate fi reprezentată* ca o reactanță fără pierderi în serie cu o rezistență, sau ca o reactanță fără pierderi în paralel cu o rezistență (fig. 8).

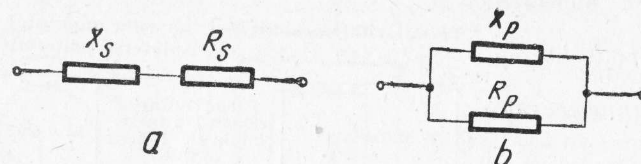


Fig. 8

● În acest caz există următoarele relații între reactanțele și rezistențele paralel și serie echivalente:

$$X_p = X_s\left[1 + \frac{1}{Q^2}\right],\qquad (26)$$

$$R_p = R_s[1 + Q^2],$$

în care Q reprezintă *factorul de calitate al reactanței cu pierderi*

$$Q = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{R_p}{|X_p|}.\qquad (27)$$

● Transformatorul de audiofrecvență

Transformatorul de audiofrecvență are în mod obișnuit sarcină rezistivă. Aplicația tipică a acestui transformator este realizarea adaptării într-o bandă de audiofrecvență dorită (de exemplu, transformatorul utilizat pentru difuzoarele de radioficare sau transformatorul de modulație din instalațiile de emisie).

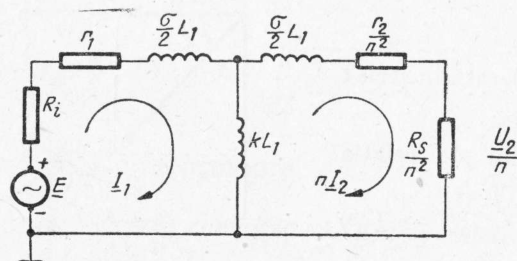


Fig. 9

● *Schema electrică a transformatorului cu sarcină rezistivă* este reprezentată în figura 9. Se utilizează notațiile:

σ — coeficientul de scăpări (în mod obișnuit $\sigma \leqslant 0{,}03$);

k — coeficientul de cuplaj ($k = \sqrt{1 - \sigma} \cong$ $\cong 1$);

L_1 — inductivitatea bobinei primarului, în H;

n_1 — numărul de spire ale înfășurării primarului;

n_2 — numărul de spire ale înfășurării secundarului;

$n = \frac{n_2}{n_1}$ — raportul de transformare;

r_1 — rezistenţa proprie a înfăşurării primare, în Ω;
r_2 — rezistenţa proprie a înfăşurării secundarului, în Ω;
R_i — rezistenţa internă a generatorului, în Ω;
R_s — rezistenţa de sarcină, în Ω;
$\underline{U_2}$ — tensiunea la bornele secundarului, în V;
$\underline{E}$ — tensiunea generatorului, în V.

Pentru calcule se consideră $k \cong 1$.

● *Schema echivalentă în domeniul frecvenţelor medii* se obţine prin neglijarea reactanţelor, factorul de transfer fiind

$$\left.\frac{U_2}{E}\right|_m = \frac{nR_s/n^2}{R_i + r_1 + \dfrac{r_2 + R_s}{n^2}}. \tag{28}$$

În domeniul frecvenţelor joase reactanţa inductivităţilor $\frac{\sigma}{2} L_1$ se consideră neglijabilă, factorul de transfer fiind în modul

$$\left.\frac{U_2}{E}\right|_j = \left.\frac{U_2}{E}\right|_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(f_j/f)^2}}, \tag{29}$$

unde:

$$f_j = \frac{1}{2\pi k L_1} \frac{(R_i + r_1)\dfrac{R_s + r_2}{n^2}}{R_i + r_1 + \dfrac{R_s + r_2}{n^2}}, \quad (k \cong 1) \tag{30}$$

reprezintă frecvenţa limită inferioară, la care tensiunea la ieşire scade cu 3 dB faţă de valoarea sa din domeniul frecvenţelor medii.

În domeniul frecvenţelor superioare se poate elimina din schema echivalentă inductivitatea transversală (kL_1), factorul de transfer fiind dat de relaţia

$$\left.\frac{U_2}{E}\right|_s = \left.\frac{U_2}{E}\right|_m \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_s)^2}}, \tag{31}$$

unde

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sigma L_1}\left(R_i + r_1 + \frac{R_s + r_2}{n^2}\right) \tag{32}$$

reprezintă frecvenţa limită superioară, la care tensiunea scade cu 3 dB faţă de valoarea sa din domeniul frecvenţelor medii.

○ **Notă.** Energia corespunzătoare unui element de circuit din schema reală este egală cu energia corespunzătoare elementului transformat din schema echivalentă.

● *Transformatorul ideal* se caracterizează prin:

$$r_1 = r_2 = 0\,;\ \sigma L_1 = 0\,;\ L_1 = \infty, \tag{33}$$

ENUNȚURI

Rezistoare

1.1. Să se determine rezistența unui rezistor realizat din conductor de cupru cu lungimea de 30 m și diametrul de 0,2 mm, la temperatura de 20°C.

1.2(R). Pe o carcasă cu diametrul de 20 mm se realizează o rezistență bobinată (spiră lîngă spiră) din sîrmă de manganină, diametrul conductorului fiind de 0,3 mm. Să se determine lungimea înfășurării, știindu-se că valoarea rezistenței este de 200 Ω.

1.3(R). Două conductoare unul de cupru iar celălalt de aluminiu, de diametre egale, prezintă aceeași valoare a rezistenței. Ce lungime are conductorul de aluminiu, dacă cel de cupru are o lungime de 2 m?

1.4. O rezistență bobinată spiră lîngă spiră se realizează dintr-un conductor de constantan pe un suport ceramic de diametru 10 mm. Lungimea înfășurării este de 10 cm, iar diametrul suportului — de 0,3 mm. Să se determine valoarea rezistenței și numărul de spire, știind că rezistivitatea constantanului este $48 \cdot 10^{-8}$ Ωm.

1.5. Un transformator are înfășurarea primară realizată din conductor de cupru și prezintă la temperatura de 20°C o rezistență de 5 Ω. După o oră de funcționare, rezistența înfășurării a crescut cu 1 Ω. Să se determine temperatura de încălzire a transformatorului.

1.6. Un conductor de cupru prezintă la temperatura t_1 rezistența de 200 Ω. La o temperatură t_2 rezistența conductorului devine 210 Ω. Să se determine variația de temperatură.

1.7. Filamentele tuburilor unui radioreceptor sînt alimentate în serie, ca în figura 1.7. Cunoscîndu-se căderile de tensiune pe filamente și știind că alimentarea radioreceptorului se realizează de la o rețea de 120 V, să se determine lungimea conductorului de manganină cu diametrul de 0,2 mm necesar pentru realizarea rezistenței R_s, care să asigure o funcționare normală a radioreceptorului. Se consideră că intensitatea curentului de alimentare a filamentelor este de 0,12 A.

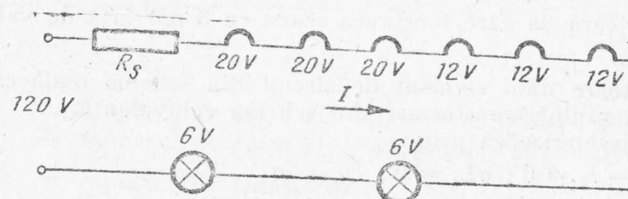


Fig. 1.7

1.8. Să se determine valoarea rezistenţei de negativare automată R_s şi puterea disipată pe ea (fig. 1.8), dacă negativarea TEC-ului trebuie să fie de -4 V, iar curentul de repaus al drenei — de 8 mA.

1.9. Un ciocan de lipit de 75 W a fost realizat pentru o tensiune de 120 V. Să se determine valoarea rezistenţei care trebuie conectată în serie cu ciocanul de lipit, precum şi puterea pe care o va disipa această rezistenţă, pentru ca ciocanul de lipit să poată fi utilizat la o tensiune de 220 V.

Fig. 1.8

1.10. Un conductor de cupru, care are la temperatura $t_0 = 0°C$ rezistenţa $R_0 = 1\ \Omega$, este conectat la un generator de tensiune constantă (de rezistenţă internă $R_i = 0$), $E = 1$ V. Să se calculeze puterea disipată la temperatura $t = 10°C$.

1.11(R). În figura 1.11 este reprezentată, o reţea infinită de rezistenţe, având valorile indicate în figură. Să se determine valoarea rezistenţei privite între bornele a, b.

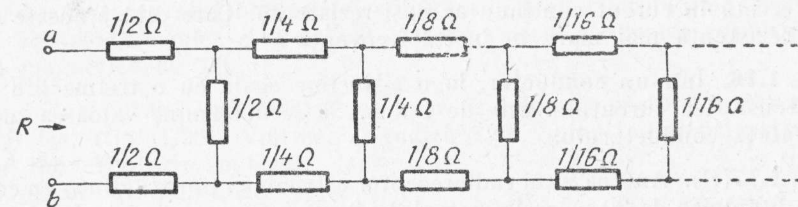


Fig. 1.11

1.12(R). Se consideră o reţea triunghiulară infinită de rezistenţe de 1 Ω (fig. 1.12). Care este valoarea rezistenţei reţelei privită între punctele a, b?

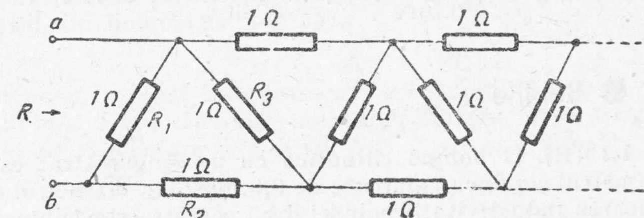


Fig. 1.12

1.13(R). Se consideră circuitul din figura 1.13, în care $R_1 = 1\ k\Omega$, $R_2 = 100\ \Omega$, $R_3 = 200\ \Omega$, $R_4 = 1\ k\Omega$, $R_5 = 500\ \Omega$, $R_6 = 1\ k\Omega$ şi $R_7 = 500\ \Omega$. Circuitul este alimentat de sursa $E = 20$ V de rezistenţă internă $R_i = 10\ \Omega$. Să se determine valoarea curentului I.

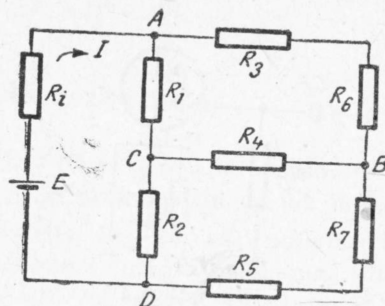


Fig. 1.13

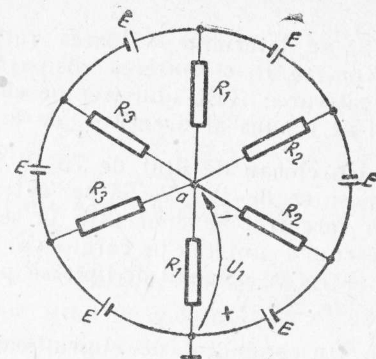


Fig. 1.14

1.14(R). Se consideră circuitul prezentat în figura 1.14, în care $E = 2$ V, $R_1 = 2\ \Omega$, $R_2 = 4\ \Omega$ și $R_3 = 6\ \Omega$. Să se determine valoarea tensiunii U_1.

1.15. Două conductoare de cupru de aceeași lungime, unul tubular, iar celălalt plin, prezintă în curent continuu aceeași rezistență. Care dintre aceste două conductoare va avea o rezistență mai mare în înaltă frecvență?

1.16. Într-un conductor, la o adîncime egală cu o treime din adîncimea de pătrundere, intensitatea curentului este de 1 mA. Să se determine valoarea intensității curentului la suprafața conductorului.

1.17(R). Antena unui radioreceptor este confecționată dintr-un conductor de cupru ($\mu_r = 1$) cu lungimea de 20 m și diametrul de 2 mm. Să se determine rezistența conductorului antenei pentru frecvențele 10 MHz și 100 MHz.

1.18. Să se determine lungimea de undă pentru care un conductor de cupru ($\mu_r = 1$), avînd lungimea de 100 m și diametrul de 2 mm, va prezenta o rezistență de 10 Ω.

● Bobine

1.19(R). O bobină cilindrică cu un singur strat este realizată din conductor de cupru; diametrul conductorului este de 0,5 mm, iar diametrul carcasei este de 4 cm. Să se determine valoarea inductivității bobinei dacă aceasta este bobinată spiră lîngă spiră, numărul de spire fiind 200.

1.20. Să se determine inductivitatea bobinei din problema precedentă, dacă bobina nu se realizează spiră lîngă spiră, distanța între două spire alăturate fiind de 0,5 mm.

1.21. Inductivitatea totală a celor două bobine cuplate prezentate în figura 1.21 este într-un caz 600 μH, iar în celălalt caz 525 μH. Să se determine valoarea inductivității mutuale.

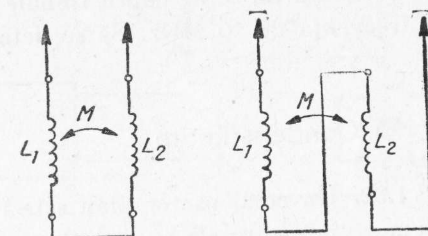


Fig. 1.21

1.22(R). Să se dimensioneze bobina circuitului de intrare al unui radioreceptor pentru gama undelor lungi ($f_{min}=150$ kHz), capacitatea maximă a condensatorului de acord fiind de 500 pF.

1.23(R). Să se dimensioneze o bobină de șoc pentru o celulă de filtraj, știindu-se că este parcursă de un curent $I_0 = 50$ mA, are inductivitatea de 4 H, iar căderea de tensiune la bornele bobinei trebuie să fie mai mică de 10 V.

1.24. Un circuit de frecvență intermediară este realizat cu o bobină cilindrică ; diametrul mediu al înfășurării bobinei este de 1 cm, lungimea de 2 cm, iar inductivitatea $L = 50$ μH. Bobina este ecranată cu ajutorul unui ecran cilindric, care are dimensiunile $l_e = 4$ cm și $D_e = 3$ cm. Să se determine valoarea inductivității bobinei ecranate.

1.25. Să se determine inductivitatea unei bobine de radiofrecvență cu miez feromagnetic, știindu-se că inductivitatea bobinei fără miez este de 200 μH, iar miezul are forma cilindrică și permeabilitatea efectivă magnetică de 1,8.

1.26. Pentru măsurarea inductivității unei bobine cu miez se folosește metoda volt-ampermetrului în c.a. ($f = 50$ Hz) (fig. 1.26). Voltmetrul indică 120 V, iar miliampermetrul 200 mA. Să se determine inductivitatea bobinei, dacă rezistența ei proprie este de 50 Ω. Care este eroarea metodei de măsurare dacă se neglijează rezistența proprie a bobinei ?

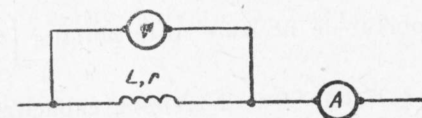


Fig. 126

1.27. Unei bobine de inductivitate 200 mH și rezistență proprie 50 Ω i se aplică o tensiune continuă de 20 V. Să se determine după cît timp curentul din bobină va atinge 50% din valoarea sa maximă.

1.28. Curentul de acționare al unui releu, a cărui înfășurare are o inductivitate de 1 H și rezistență proprie de 800 Ω, este de 20 mA. După cît timp curentul de înfășurare va fi egal cu curentul de acționare, dacă tensiunea de alimentare este de 20 V ?

1.29. Care este influența efectului pelicular asupra inductivității unei bobine ?

1.30(R). Să se explice în ce condiții, pentru determinarea inductivității unei bobine, este valabilă relația $L=\frac{U}{\omega I}$, în care U reprezintă tensiunea măsurată la bornele bobinei, iar I — intensitatea curentului care trece prin bobină.

1.31. Un ecran de cupru trebuie să realizeze o antrenare de 60 dB a unui cîmp magnetic la frecvența de 10 MHz. Să se determine grosimea minimă a ecranului.

Condensatoare

1.32. Un condensator plan este realizat din două plăci în formă de pătrat cu latura de 1 cm, avînd între ele ca dielectric un strat de mică de grosime 1 mm. Să se determine valoarea capacității condensatorului.

1.33. Un condensator variabil cu aer are plăcile rotorului și ale statorului de formă semicirculară. Să se determine valoarea maximă a capacității condensatorului, știindu-se că numărul plăcilor rotorului (respectiv ale statorului) este 6, distanța dintre plăcile rotorului și ale statorului este de 1 mm, iar raza plăcilor este de 3 cm.

1.34(R). Unui condensator de 500 pF i se aplică o tensiune alternativă de amplitudine 100 V și frecvență 3 MHz. Știindu-se că în acest caz valoarea pierderilor în dielectric este de 2 W, să se determine tangenta unghiului de pierderi.

1.35(R). Să se determine valoarea capacității condensatorului care trebuie conectat în serie cu un ciocan de lipit de 75 W realizat pentru o tensiune de 120 V, pentru ca acesta să poată fi utilizat la o tensiune de 220 V.

1.36(R). Se consideră divizorul de tensiune reprezentat în figura 1.36. Să se determine raportul de divizare a tensiunilor $\left(\frac{U_2}{U_1}\right)$ în funcție de valorile elementelor din schemă.

1.37(R). Să se determine capacitatea echivalentă corespunzătoare schemei din figura 1.37 și tensiunea pe fiecare condensator dacă $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 1\ \mu F$ și $U = 100$ V.

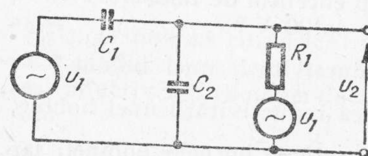


Fig. 1.36

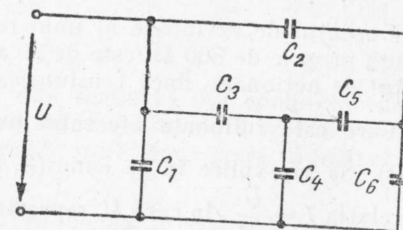


Fig. 1.37

1.38. Se măsoară capacitatea unui condensator printr-o metodă de rezonanță (fig. 1.38). Bornele a, b fiind scurtcircuitate, rezonanța circuitului se obține pentru o valoare a condensatorului variabil $C_{v1} = 200$ pF. Conectîndu-se între bornele a, b condensatorul de capacitate necunoscută C_x, rezonanța se obține pentru o valoare a condensatorului variabil $C_{v2} = 500$ pF. Care este valoarea capacității C_x?

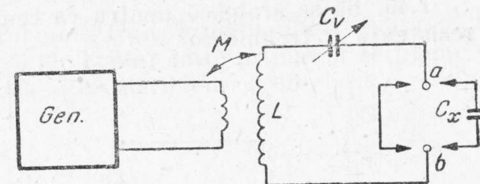


Fig. 1.38

1.39. Unui condensator cu capacitatea de 1 μF în serie cu o rezistență de 5 kΩ i se aplică o tensiune continuă E. Să se determine după cît timp tensiunea pe condensator va fi egală cu jumătatea tensiunii sursei E.

Reactoare disipative

1.40. Să se determine condițiile de echivalare a reactoarelor disipative seriei și derivației (relațiile 26).

1.41. Bobina mobilă a unui difuzor are rezistența serie $R = 5\ \Omega$ și inductivitatea $L = 200\ \mu$H. Să se deducă reactorul disipativ derivație la frecvențele $f = 100$ Hz și $f = 5$ kHz.

1.42. Bobina unui circuit de frecvență intermediară are inductivitatea $L = 300\ \mu$H și factorul de calitate $Q = 100$. Să se determine reactorul disipativ derivație la frecvența $f = 470$ kHz.

1.43(R). Condensatorul variabil dintr-un radioreceptor are capacitatea maximă $C_M = 500$ pF și cea minimă $C_m = 50$ pF din care 20 pF reprezintă capacitatea suportului, iar 30 pF — capacitatea reziduală a plăcilor. Suportul este constituit dintr-un material dielectric cu tg $\delta = 4\%$. Să se determine factorul de calitate al condensatorului variabil cînd acesta este închis și cînd acesta este deschis.

1.44(R). Să se arate că dacă pentru circuitul reprezentat în figura 1.44 este îndeplinită condiția $R_L = R_C = \sqrt{\frac{L}{C}}$, tensiunile $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$ sînt egale, indiferent de frecvență.

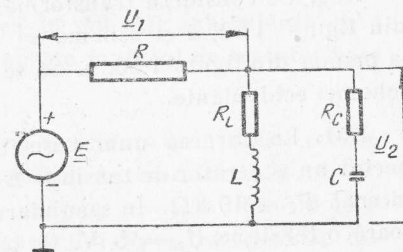


Fig. 1.44

1.45. Să se arate că pentru ca impedanța de intrare a dipolului din figura 1.45 să fie o rezistență r, trebuie ca

$$\left|\frac{X_C}{X_L}\right| = \frac{R - r}{R}.$$

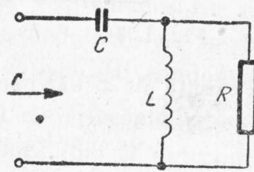


Fig. 1.45

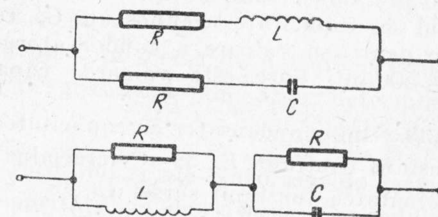


Fig. 1.46

1.46. Să se deducă condiția necesară pentru ca circuitele reprezentate în figura 1.46 să se găsească la rezonanță și impedanța lor în acest caz să fie egală cu R.

1.47(R). Să se determine valoarea tensiunii de zgomot datorate agitației termice la bornele unei rezistențe R în paralel cu o capacitate C, într-o bandă de frecvențe $\Delta f = f_1 - f_2$, cunoscînd că $C = 100$ pF ; $R = 11{,}77$ kΩ ; $T = 290$ K ; $f_1 = 410$ kHz și $f_2 = 400$ kHz.

● Transformatorul de audiofrecvență

1.48. Care este valoarea impedanței de intrare într-un transformator, în domeniul frecvențelor medii, știind că rezistența înfășurării primare este $r_1 = 50$ Ω, rezistența înfășurării secundare este $r_2 = 5$ Ω, raportul de transformare este $n = n_2/n_1 = 0{,}1$, iar rezistența de sarcină este $R_s = 300$ Ω ?

1.49. Înseriind înfășurările unui transformator într-un sens sau celălalt, se măsoară la intrare o inductivitate $L' = 4$ H sau $L'' = 36$ H. Să se determine inductivitățile proprii ale înfășurărilor și raportul de transformare, știind că coeficientul de scăpări poate fi neglijat.

1.50. Se consideră transformatorul diferențial ideal din figura 1.50, *a* și schema sa echivalentă raportată la primar din figura 1.50, *b*. Să se determine elementele schemei echivalente.

1.51. La intrarea unui transformator ideal este conectat un generator de tensiune $E = 1$ V cu o rezistență internă $R_i = 10$ kΩ. În secundarul lăsat în gol se măsoară o tensiune $U_{20} = 5$ V. Ce tensiune se va măsura pe o rezistență de sarcină $R_s = 100$ kΩ ?

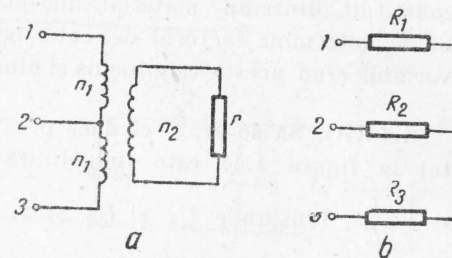


Fig. 1.50

1.52. Care este valoarea condensatorului din primarul unui transformator ideal cu raportul de transformare n, echivalentă condensatoarelor C_c — de cuplaj între primar şi secundar şi C_2 — din secundar ? (fig. 1.52). Se va utiliza metoda echivalării energetice.

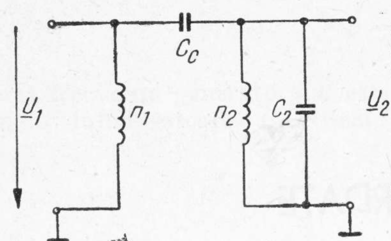


Fig. 1.52

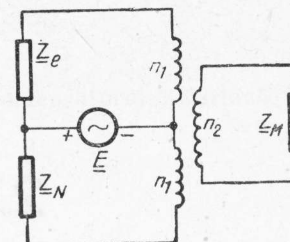


Fig. 1.53

1.53. Pentru montajul antilocal al aparatului telefonic se poate reprezenta o schemă echivalentă ca în figura 1.53. Să se arate că dacă $\underline{Z}_e = \underline{Z}_N$, impedanţa $\underline{Z}_M$ nu modifică circuitul echivalent pentru generatorul E.

1.54. Un transformator considerat ideal debitează pe o rezistenţă de sarcină $R_s = 2$ kΩ o putere $P_2 = 20$ W, primarul fiind conectat la un generator de tensiune $U_{1ef} = 120$ V. Se cere raportul de transformare pentru cazul în care rezistenţa internă a generatorului de tensiune se consideră zero şi pentru cazul în care acesta este $R_{int} = 100$ Ω.

1.55. Un transformator debitează la frecvenţe medii o putere de 1 W pe o sarcină rezistivă. Ştiind că frecvenţa limită inferioară este de 40 Hz, să se afle la ce frecvenţă puterea pe sarcină scade cu 6 dB.

1.56. La un transformator de audiofrecvenţă s-a măsurat în domeniul frecvenţelor înalte impedanţa de intrare a transformatorului cu ieşirea în scurtcircuit, care este echivalentă cu o rezistenţă de 600 Ω în serie cu o inductivitate cu valoarea de 50 mH. În domeniul frecvenţelor joase, impedanţa de intrare a transformatorului cu ieşirea în gol este echivalentă cu o rezistenţă de 400 Ω în serie cu o inductivitate de 10 H. Se cunoaşte raportul de transformare $n = 3$. Care sînt parametrii transformatorului ?

1.57. Se consideră un transformator de audiofrecvenţă avînd rezistenţa înfăşurării primarului $r_1 = 100$ Ω, a înfăşurării secundarului $r_2 = 300$ Ω, raportul de transformare $n = 3$, inductanţa bobinei primarului $L_1 = 10$ H, iar coeficientul de scăpări $\sigma = 1\%$. Considerînd rezistenţa de sarcină $R_s = 10$ kΩ şi rezistenţa internă a generatorului $R_i = 5$ kΩ, să se determine frecvenţele limită ale transformatorului şi factorul de transfer din domeniul frecvenţelor medii.

2. CIRCUITE ACORDATE

BREVIAR

Circuitul acordat serie

Circuitele acordate serie pot fi reprezentate ca în figura 1.

● *Impedanţa circuitului acordat serie* este de forma

$$\underline{Z} = R + jX. \tag{1}$$

● *Frecvenţa de rezonanţă a circuitului serie* (f_r) este frecvenţa la care impedanţa sa este pur rezistivă ($X = 0$). Pentru forma echivalentă din figura 1 rezultă

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}. \tag{2}$$

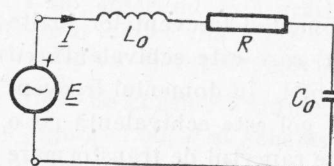


Fig. 1

● *Factorul de calitate Q al circuitului serie* este raportul dintre modulul reactanţei de un tip (inductiv sau capacitiv) la frecvenţa de rezonanţă şi rezistenţa serie a circuitului. Pentru forma echivalentă din figura 1 rezultă

$$Q = \frac{\omega_r L_0}{R} = \frac{1}{\omega_r C_0 R}. \tag{3}$$

● *Variabila normată x* este prin definiţie

$$x = \frac{X}{R}. \tag{4}$$

Pentru schema circuitului serie se poate scrie

$$x = \beta Q. \tag{5}$$

Dacă elementele circuitului sînt fixe, iar frecvenţa f a generatorului variază, atunci

$$\beta = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \cong \frac{2(f - f_r)}{f_r}. \tag{6}$$

Dacă frecvenţa generatorului este f_r (2), iar capacitatea condensatorului variază în jurul valorii C_0, luînd valoarea C, atunci

$$\beta \cong \frac{C - C_0}{C_0}. \tag{7}$$

Dacă frecvenţa generatorului este f_r(2), iar inductanţa bobinei variază luînd valoarea L, atunci

$$\beta = \frac{L - L_0}{L_0}. \tag{8}$$

○ **Observaţie.** În funcţie de mărimile introduse mai sus, *impedanţa* circuitului serie se poate scrie

$$\underline{Z} = R(1 + jx). \tag{9}$$

● *Curentul prin circuitul serie* este

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z}} = \frac{E}{R(1 + jx)}, \text{ dacă } \underline{E} = E. \tag{10}$$

● *Curentul normat al circuitului serie* este raportul:

$$\frac{\underline{I}}{\underline{I}_0} = \frac{1}{1 + jx}; \frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}, \tag{11}$$

unde $\underline{I}_0$ este curentul prin circuit la frecvenţa de rezonanţă:

$$\underline{I}_0 = \frac{E}{R}. \tag{12}$$

● *Curentul normat în modul (selectivitatea în curent)* se exprimă *în decibeli*, conform relaţie

$$\frac{I}{I_0}[\text{dB}] = 20 \log \frac{I}{I_0}. \tag{13}$$

○ **Notă.** Dacă rezultatul este egal cu n dB, iar $n < 0$, se spune că există o *atenuare* de $|n|$ dB.

● *Lărgimea de bandă* la o atenuare de 3 dB (B_{3dB}) este diferenţa dintre frecvenţele pentru care modulul curentului scade cu 3 dB faţă de valoarea sa la frecvenţa de rezonanţă :

$$B_{3dB} = \frac{f_r}{Q} \tag{14}$$

● Circuitul acordat derivaţie

Circuitul acordat derivaţie poate fi pus deseori sub forma din figura 2. În cele ce urmează ne vom referi la această configuraţie.

● *Impedanţa circuitului acordat derivaţie* se deduce din relaţia

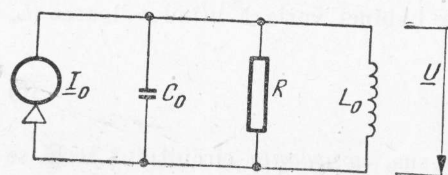


Fig. 2

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX} = \frac{1}{R} + j\left(\omega C_0 - \frac{1}{\omega L_0}\right). \tag{15}$$

● *Frecvenţa de rezonanţă a circuitului derivaţie* (f_r) este frecvenţa la care impedanţa sa este pur rezistivă ($X = \infty$), deci

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}. \tag{16}$$

● *Factorul de calitate Q al circuitului derivaţie* este raportul dintre rezistenţa sa în paralel şi modulul reactanţei de un tip (inductiv sau capacitiv) la frecvenţa de rezonanţă :

$$Q = \frac{R}{\omega_r L_0} = R\omega_r C_0. \tag{17}$$

● *Variabila normată* este prin definiţie

$$x = -\frac{R}{X}. \tag{18}$$

Variabila normată x se poate exprima şi sub forma

$$x = \beta Q, \tag{19}$$

în care β are semnificaţiile din relaţiile (6), (7) sau (8), după caz.

○ **Observaţie.** *Impedanţa* circuitului derivaţie se poate scrie sub forma

$$\underline{Z} = \frac{R}{1 + jx}, \tag{20}$$

avînd modulul de valoare maximă pe frecvenţa de rezonanţă : $Z = R$.

● *Tensiunea la bornele circuitului derivație* este

$$\underline{U} = \underline{I}_0 \underline{Z} = \frac{R I_0}{1 + jx}, \text{ dacă } \underline{I}_0 = I_0. \tag{21}$$

● *Tensiunea normată a circuitului derivație* este

$$\frac{\underline{U}}{\underline{U}_0} = \frac{1}{1 + jx}; \quad \frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}, \tag{22}$$

unde $\underline{U}_0$ este tensiunea la bornele circuitului pe frecvența de rezonanță:

$$\underline{U}_0 = R I_0. \tag{23}$$

● *Tensiunea normată în modul (selectivitatea în tensiune)* se exprimă *în decibeli* conform relației:

$$\frac{U}{U_0}[\text{dB}] = 20 \log \frac{U}{U_0}. \tag{24}$$

● *Lărgimea de bandă* la o atenuare de 3 dB ($B_{3\,dB}$) se definește, pentru modulul tensiunii similar ca în cazul circuitului serie și se poate determina cu relația

$$B_{3\,dB} = \frac{f_r}{Q}. \tag{25}$$

● Circuitul acordat derivație cu prize

Forma cea mai generală de circuit acordat derivație cu prize este reprezentată în figura 3, *a*, în care de obicei unul dintre generatoarele de curent lipsește.

Dacă sînt îndeplinite condițiile

$$R_1 \gg \omega_r(L_1 + M); \quad R_1' \gg \frac{1}{\omega_r C_1}, \tag{26}$$

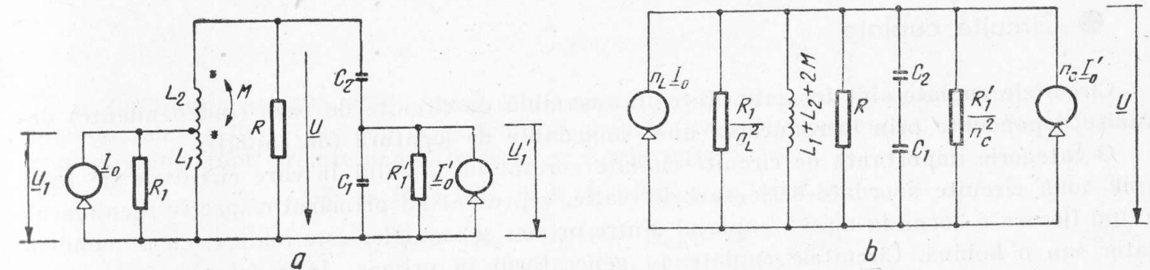


Fig. 3

unde $f_r = \omega_r/2\pi$ este frecvența de rezonanță a circuitului

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)\dfrac{C_1C_2}{C_1 + C_2}}}, \tag{27}$$

atunci este valabilă schema echivalentă din figura 3,*b*.

● *Coeficienții de priză* n_L și n_C sînt

$$n_L = \frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M}, \quad n_C = \frac{C_2}{C_1 + C_2}. \tag{28}$$

Dacă cuplajul dintre bobinele L_1 și L_2 este strîns $(M = \sqrt{L_1L_2})$, atunci notînd cu n_1 numărul de spire al bobinei L_1 și cu n_2 numărul de spire al bobinei L_2, se poate scrie

$$n_L = \frac{n_1}{n_1 + n_2}. \tag{29}$$

● Între tensiunile $\underline{U}_1$, $\underline{U}_1'$ și $\underline{U}$ sînt valabile relațiile

$$\underline{U}_1 = n_L\underline{U}, \ \underline{U}_1' = n_C\underline{U}. \tag{30}$$

● *Factorul de calitate în sarcină al circuitului derivație cu prize* se determină cu ajutorul schemei echivalente din figura 3,*b*. Rezultă

$$Q = \frac{R_e}{\omega_r(L_1 + L_2 + 2M)}, \ \text{unde} \ \frac{1}{R_e} = \frac{1}{R} + \frac{n_L^2}{R_1} + \frac{n_C^2}{R_1'}. \tag{31}$$

● *Factorul de calitate în gol al circuitului derivație* corespunde situației în care prizele sînt lăsate în gol :

$$Q_0 = \frac{R}{\omega_r(L_1 + L_2 + 2M)}. \tag{32}$$

● Circuite cuplate

Circuitele cuplate sînt formate dintr-un ansamblu de circuite de bază (independente) devenite dependente prin introducerea unor impedanțe de legătură (de cuplaj).

O categorie importantă de circuite cuplate corespunde cazului în care circuitele de bază sînt două circuite acordate serie sau derivație, reprezentînd primarul respectiv secundarul, avînd fiecare o bornă la masă ; cuplajul dintre primar și secundar este realizat cu un condensator sau o bobină. Circuitele cuplate au generatorul în primar. În cazul circuitelor serie generatorul este de tensiune, iar în cazul circuitelor derivație generatorul este de curent.

● *Cuadripolul de cuplaj* este format din reactanța de cuplaj și reactanțele de același tip cu ea din primar și secundar. Cuadripolul de cuplaj poate fi *în T* sau *în π* (fig. 4).

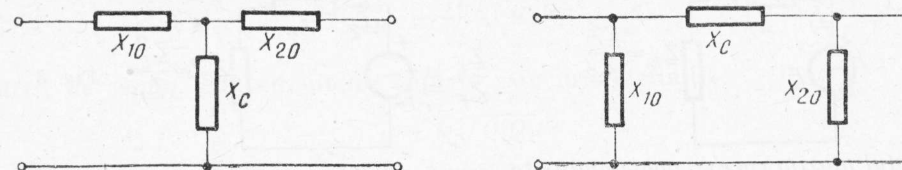


Fig. 4

● *Coeficientul de cuplaj k* este prin definiție
— pentru cuadripolul de cuplaj în T:

$$k = \frac{|X_C|}{\sqrt{(X_{10} + X_C)(X_{20} + X_C)}}; \tag{33}$$

— pentru cuadripolul de cuplaj în π:

$$k = \frac{\sqrt{X_{10}X_{20}}}{\sqrt{(X_{10} + X_C)(X_{20} + X_C)}}. \tag{33'}$$

Circuite cuplate serie

Circuitele cuplate serie pot fi aduse la una dintre configurațiile reprezentate în figura 5.



Fig. 5

● *Impedanța primarului*, $\underline{Z}_1$, respectiv *impedanța secundarului* $\underline{Z}_2$ se determină însumînd impedanțele întîlnite pe conturul ochiului primar, respectiv secundar. Aceste impedanțe corespunzînd unor circuite acordate serie, se poate scrie:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = R_1(1 + jx_1); \quad x_1 = \beta_1 Q_1; \tag{33, a}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = R_2(1 + jx_2); \quad x_2 = \beta_2 Q_2, \tag{33, b}$$

unde semnificațiile parametrilor x, β și Q sînt cele cunoscute.

● *Schemele echivalente* pentru circuitele primar, respectiv secundar sînt reprezentate în figura 6.

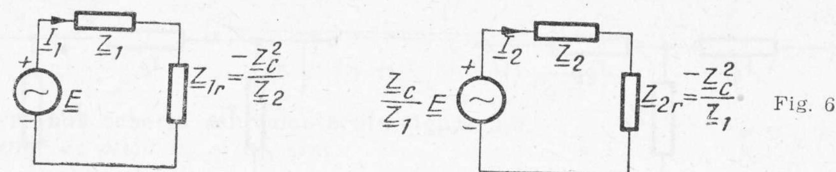


Fig. 6

● *Curentul maxim care se poate obține în secundar* este

$$\underline{I}_{2MM} = \frac{\mathrm{j}E}{2\sqrt{R_1R_2}}. \tag{34}$$

Circuite cuplate derivație

Circuitele cuplate derivație pot fi aduse la una din configurațiile reprezentate în figura 7.

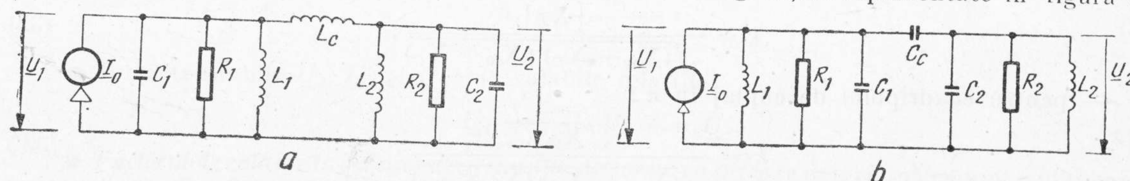


Fig. 7

● *Impedanța primarului* $\underline{Z}_1$, respectiv *impedanța secundarului* $\underline{Z}_2$, sînt egale cu impedanța la bornele primarului cu secundarul scurtcircuitat, respectiv cu impedanța la bornele secundarului cu primarul scurtcircuitat. Aceste impedanțe corespund unor circuite acordate derivație, deci :

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_1}{1+\mathrm{j}x_1}; \quad x_1 = \beta_1 Q_1; \tag{35, a}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2}{1+\mathrm{j}x_2}; \quad x_2 = \beta_2 Q_2, \tag{35, b}$$

cu semnificațiile cunoscute pentru parametrii x, β și Q.

● *Schemele echivalente* pentru circuitele primar, respectiv secundar sînt reprezentate în figura 8.

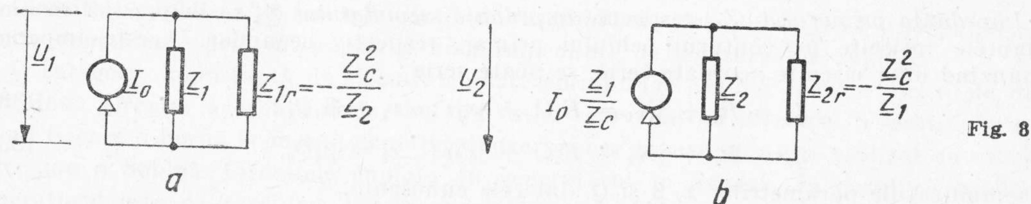


Fig. 8

● *Tensiunea maximă care se poate obține la bornele secundarului* este

$$\underline{U}_{2MM} = \frac{\mathrm{j}I_0}{2}\sqrt{R_1 R_2}. \tag{36}$$

● *Indicele de cuplaj* g al circuitelor cuplate este prin definiție

$$g = k\sqrt{Q_1 Q_2}. \tag{37}$$

Cuplajul critic se obține pentru $g = 1$.

● Pentru circuitele cuplate serie, respectiv derivație sînt valabile relațiile:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{1 + \mathrm{j}x_2}{\mathrm{j}g}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}; \tag{38, a}$$

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} = \frac{1 + \mathrm{j}x_2}{\mathrm{j}g}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \tag{38, b}$$

● Pentru circuitele cuplate serie, respectiv derivație, se introduce *funcția normată* $A\ (x_1;\ x_2;\ g)$:

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_{2MM}} = \underline{A}(x_1;\ x_2;\ g);\quad \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_{2MM}} = \underline{A}(x_1;\ x_2;\ g), \tag{39}$$

unde

$$\underline{A}(x_1;\ x_2;\ g) = \frac{2g}{(1 + \mathrm{j}x_1)(1 + \mathrm{j}x_2) + g^2}. \tag{40}$$

● Dacă primarul și secundarul au aceeași frecvență de acord f_r, introducînd notațiile:

$$b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1};\quad x = \sqrt{x_1 x_2} = \frac{2(f - f_r)}{f_r}\sqrt{Q_1 Q_2} \tag{41}$$

se obține pentru *modulul funcției normate* expresia

$$A(x;\ b;\ g) = \frac{2g}{\sqrt{x^4 - 2x^2\left(g^2 - \frac{b}{2}\right) + (g^2 + 1)^2}}. \tag{42}$$

● *Cuplajul de tranziție* este prin definiție corespunzător condiției

$$g_t = \sqrt{\frac{b}{2}}. \tag{43}$$

○ **Notă.** În figura 9 sînt reprezentate principalele valori ale modulului funcției normate $A(x;\ b;\ g)$ pentru o valoare b dată, parametrul fiind indicele de cuplaj g, iar variabila x.

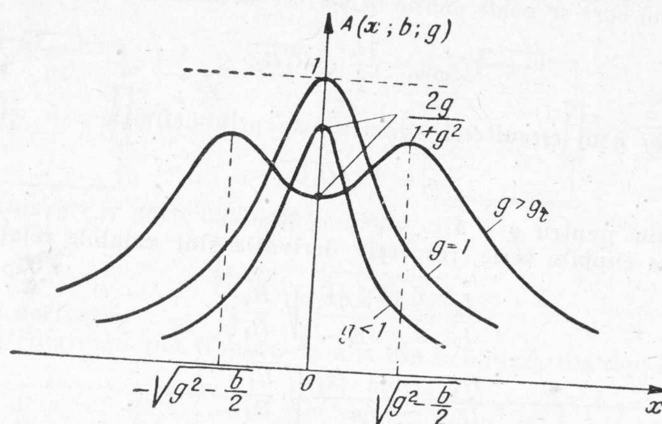


Fig. 9

● *Lărgimea de bandă în sens Cebîşev* definită pentru circuitele cuplate lucrînd deasupra cuplajului de tranziţie ($g > g_t$) este egală cu lărgimea domeniului de frecvenţe în jurul frecvenţei de rezonanţă pentru care funcţia normată nu scade în modul sub valoarea de la frecvenţa de rezonanţă :

$$B_C = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{\sqrt{Q_1 Q_2}}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}\,. \tag{44}$$

● *Neuniformitatea în bandă* este raportul dintre valoarea maximă şi cea minimă a modulului funcţiei normate în domeniul de frecvenţe al benzii în sens Cebîşev, exprimat în decibeli :

$$\eta[\mathrm{dB}] = 20 \log \frac{A_{MAX}}{A_{min}}\ ;\quad A_{min} = \frac{2g}{1 + g^2}. \tag{45}$$

○ **De remarcat că** pentru $Q_1 = Q_2$ ($b = 2$) se obţine $A_{MAX} = 1$.

ENUNŢURI

● Circuitul acordat serie

2.1. Pentru un circuit acordat serie se cunosc $R = 10\ \Omega$, $L_0 = 310\ \mu\mathrm{H}$ şi $C_0 = 200$ pF. Să se determine frecvenţa, factorul său de calitate şi lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB.

2.2. Să se dimensioneze un circuit acordat serie cu frecvenţa de rezonanţă $f_r = 1$ MHz, avînd impedanţa la rezonanţă egală cu 10 Ω şi lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 20 kHz.

2.3. Un circuit acordat serie este alimentat pe frecvenţa de rezonanţă de la un generator de tensiune. La bornele condensatorului se obţine o tensiune $U_C = 20$ V. După înserierea unei rezistenţe $R' = 100\ \Omega$, tensiunea la bornele condensatorului devine $U'_C = 5$ V. Să se determine rezistenţa proprie a circuitului acordat.

2.4(R). Un circuit acordat serie este format dintr-o bobină cu pierderi şi un condensator cu pierderi. Ştiind că factorul de calitate al bobinei la frecvenţa de rezonanţă este Q_L, iar factorul de calitate al condensatorului la aceeaşi frecvenţă este Q_C, să se arate că factorul de calitate la circuitului serie este $Q = \dfrac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}$.

2.5. Un circuit acordat serie are elementele $R = 10\ \Omega$, $L_0 = 125\ \mu$H şi $C_0 = 200$ pF şi este alimentat de un generator de tensiune sinusoidală cu amplitudinea $E = 1$ V. Dacă generatorul lucrează pe frecvenţa de rezonanţă, să se determine curentul prin circuit şi tensiunea la bornele condensatorului.

2.6. Să se determine domeniul de frecvenţe în jurul frecvenţei de rezonanţă pentru care în aproximarea expresiei

$$\beta = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \text{ prin } \tilde{\beta} = \frac{2(f - f_r)}{f_r}$$

se face o eroare relativă mai mică de ε%. Aplicaţie pentru $\varepsilon = 5\%$ şi $f_r = 1$ MHz.

2.7. Un circuit acordat serie avînd frecvenţa de rezonanţă $f_r = 500$ kHz are condensatorul de capacitate $C_0 = 800$ pF şi lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 10 kHz. Să se determine impedanţa circuitului la frecvenţele f_r, $f_1 = 510$ kHz şi $f_2 = 490$ kHz.

Dacă circuitul este alimentat de la un generator de tensiune sinusoidală de amplitudine egală cu 0,5 V, să se determine curentul prin circuit şi tensiunea la bornele condensatorului, cînd frecvenţa generatorului este f_r, f_1 sau f_2.

2.8. Să se determine rezistenţa ce trebuie înseriată cu circuitul acordat din problema 2.7 astfel încît lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB să devină egală cu 25 kHz.

2.9. Un circuit acordat serie, cu frecvenţa de rezonanţă de 1 MHz şi lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 10 kHz, are capacitatea condensatorului $C_0 = 200$ pF. Care este impedanţa circuitului serie la frecvenţa de 1 MHz dacă în paralel cu condensatorul C_0 se pune o capacitate egală cu 4 pF ?

2.10. Un circuit acordat serie cu frecvenţa de rezonanţă $f_r = 10$ MHz şi factorul de calitate $Q = 50$ este realizat cu o bobină avînd inductanţa $L_0 = 5\ \mu$H. Circuitul are conectat la intrare un generator de tensiune sinusoidală pe frecvenţa de 10 MHz şi amplitudine 100 mV. Cît este curentul prin circuit dacă inductanţa bobinei creşte cu 10% ?

2.11(R). Pentru un circuit acordat serie cunoaştem frecvenţa de rezonanţă egală cu 470 kHz şi lărgimea benzii de trecere la o atenuare de 3 dB egală cu 9 kHz. Care este lărgimea benzii de trecere la o atenuare de 6 dB ?

2.12. Un circuit serie format dintr-un condensator fără pierderi și o bobină cu pierderi este alimentat de la un generator de tensiune sinusoidală cu amplitudinea E (conform figurii). Pentru ce frecvență a generatorului tensiunea la bornele bobinei cu pierderi este egală în amplitudine cu tensiunea aplicată de la generator?

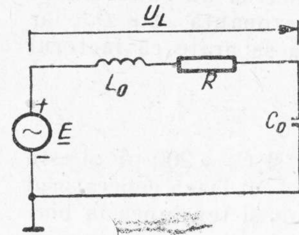


Fig. 2.12

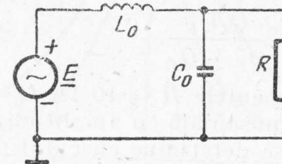


Fig. 2.13

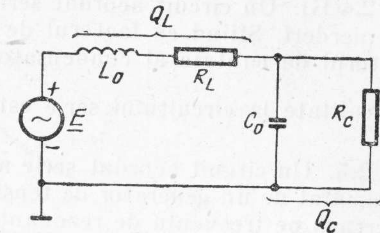


Fig. 2.14

2.13(R). Circuitul prezentat în figură are, în cazul în care rezistența R lipsește, frecvența de rezonanță $f_r = 500$ kHz. Pentru o rezistență $R = 1$ kΩ, frecvența de rezonanță se modifică cu 10%. Să se determine elementele circuitului.

2.14. Pentru circuitul serie din figură se cunosc $L_0 = 64$ μH și $C_0 = 400$ pF. În jurul frecvenței de rezonanță se cunoaște factorul de calitate al bobinei $Q_L = 50$ și factorul de calitate al condensatorului $Q_C = 10$. Să se determine frecvența de rezonanță a circuitului și factorul său de calitate. Care este amplitudinea tensiunii la bornele condensatorului dacă generatorul de semnal asigură amplitudinea $E = 1$ V, iar frecvența sa este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului?

2.15. Un circuit serie are elementele $R = 8$ Ω, $L_0 = 100$ μH și $C_0 = 100$ pF. Generatorul de tensiune aplicat circuitului debitează o tensiune sinusoidală de amplitudine $E = 2$ V pe frecvența de rezonanță. Care este amplitudinea tensiunii rezultate la bornele condensatorului? Ce tensiune suportă un om care pune mîna la bornele condensatorului (rezistența mîinii este $R_m = 10$ kΩ)?

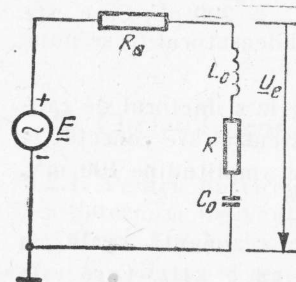


Fig. 2.16

2.16. La intrarea unui receptor, în scopul atenuării semnalelor de frecvență intermediară, se utilizează un circuit de rejecție format dintr-un circuit serie acordat pe frecvența $f_r = 470$ kHz, avînd factorul de calitate $Q = 100$ și bobina de inductanță $L_0 = 300$ μH. Cunoscînd rezistența echivalentă a antenei $R_a = 300$ Ω, să se determine modulul raportului dintre factorii de transfer $\underline{U}_e/\underline{E}$ (conform figurii) evaluați la frecvențele de 470 kHz (frecvența intermediară) și de 550 kHz (cea mai apropiată frecvență din gama de unde medii).

2.17. Un circuit serie este alimentat de la un generator de tensiune sinusoidală de amplitudine $E = 1$ V și frecvența $f_r = 2$MHz

egală cu cea de rezonanță a circuitului. Elementele circuitului serie sînt $L_0 = 125\ \mu H$ și $R = 20\ \Omega$. Care este valoarea tensiunii la bornele condensatorului ? Ce tensiune măsoară un voltmetru de valori eficace care prezintă la intrare o capacitate $C_V = 5$ pF ? Dar un voltmetru cu o rezistență de intrare $R_V = 100\ k\Omega$?

2.18. O rezistență de sarcină $R_s = 6\ k\Omega$ trebuie adaptată la un generator de impedanță internă $R_i = 500\ \Omega$, la frecvența de 1 MHz, în scopul obținerii transferului maxim de putere. În acest scop se utilizează una dintre schemele din figură. Să se determine elementele schemei, presupunînd reactanțele fără pierderi.

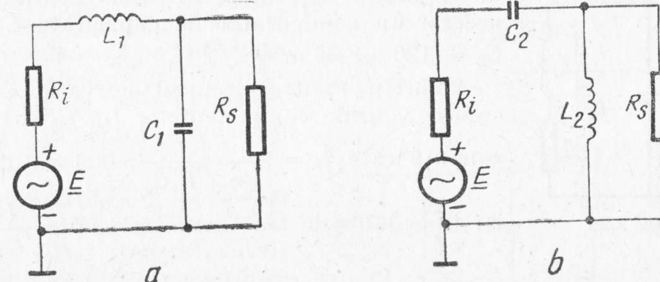


Fig. 2.18

Circuitul acordat derivație

2.19. Să se dimensioneze un circuit derivație avînd frecvența de rezonanță 1 MHz, lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 10 kHz și impedanța la rezonanță $R = 50\ k\Omega$.

2.20(R). Un circuit acordat derivație este realizat prin conectarea în paralel a unei bobine avînd factorul de calitate Q_L cu un condensator avînd factorul de calitate Q_C. Să se arate că factorul de calitate al circuitului derivație este $Q = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}$.

2.21. Un circuit acordat derivație avînd frecvența de rezonanță egală cu 470 kHz este constituit dintr-o bobină de inductanță $L_0 = 125\ \mu H$ cu factorul de calitate $Q_L = 100$ și un condensator fără pierderi. Ce rezistență trebuie conectată în paralel cu circuitul acordat pentru a realiza o lărgime de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 9,4 kHz ?

2.22. Un circuit acordat derivație este realizat cu o bobină de inductanță $L_0 = 125\ \mu H$ și un condensator $C_0 = 200$ pF. Pe frecvența de rezonanță impedanța circuitului este $R = 64\ k\Omega$. De la un generator de curent, în circuit se injectează un curent sinusoidal de amplitudine $I_0 = 0{,}1$ mA pe frecvența de rezonanță. Care este tensiunea la bornele circuitului ? Cu cîți decibeli scade tensiunea la bornele circuitului dacă frecvența generatorului se modifică cu 5% ?

2.23. Unui circuit acordat derivaţie avînd frecvenţa de rezonanţă de 10 MHz, factorul de calitate $Q = 100$ şi capacitatea $C_0 = 50$ pF i se aplică un curent de la un generator sinusoidal de amplitudine $I_0 = 0{,}1$ mA, pe frecvenţa de acord. Ce tensiune va măsura la bornele circuitului un voltmetru electronic (gradat în valori de vîrf) dacă impedanţa sa de intrare este infinită ? Dar dacă impedanţa sa de intrare este o capacitate $C_V = 5$ pF ?

2.24. Să se determine capacitatea parazită a unei bobine, ştiind că pentru a obţine cu ajutorul ei un circuit acordat derivaţie cu frecvenţa de rezonanţă f_{01} este necesar un condensator de capacitate C_1, iar pentru a avea frecvenţa de rezonanţă $f_{02} = af_{01}$ este necesar un condensator de capacitate C_2. Caz particular: $C_1 = 250$ pF, $C_2 = 120$ pF şi $a = \sqrt{2}$.

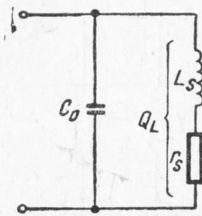


Fig. 2.25

2.25(R). Pentru circuitul derivaţie avînd configuraţia din figură se cunosc valorile componentelor L_s, C_0 şi r_s. Să se arate că frecvenţa de rezonanţă este $f_r = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_sC_0}}$, factorul de calitate este $Q = Q_L = \dfrac{\omega_r L_s}{r_s}$, iar impedanţa la rezonanţă este $Z = \dfrac{L_s}{C_0 r_s}$, dacă $Q_L > 10$.

2.26. Pentru circuitul derivaţie avînd configuraţia din problema precedentă se cunosc valorile componentelor L_s, C_0 şi valoarea factorului de calitate Q_L al bobinei în jurul frecvenţei de rezonanţă. Să se determine valoarea exactă a frecvenţei de rezonanţă şi impedanţa la rezonanţă.

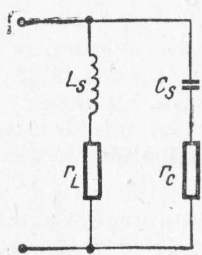


Fig. 2.27

2.27. Se consideră circuitul avînd configuraţia din figură. Să se arate că dacă $r_L = r_C = \sqrt{\dfrac{L_s}{C_s}}$ impedanţa circuitului nu depinde de frecvenţă. Cît este această impedanţă ?

2.28. Un circuit acordat derivaţie are frecvenţa de rezonanţă f_0 şi factorul de calitate Q. Care este lărgimea de bandă la o atenuare de 6 dB ?

Circuitul acordat derivaţie cu prize

2.29. Pentru circuitul derivaţie cu priză pe bobină, coeficientul de priză n_L este dat de relaţia (28). Notînd cu n_1 numărul de spire al bobinei L_1, cu n_2 numărul de spire al bobinei L_2 şi considerînd că $L_1 = \alpha n_1^2$, $L_2 = \alpha n_2^2$, $M = \sqrt{L_1L_2}$ să se arate valabilitatea relaţiei (29).

2.30(R). Se consideră circuitul derivaţie cu priza din figură, pentru care se cunosc: $C_0 = 200$ pF, $Q_0 = 100$, $f_r = 1$ MHz. Generatorul de curent lucrează pe frecvenţa de rezonanţă f_r a circuitului avînd amplitudinea curentului $I_0 = 0{,}1$ mA şi rezistenţa internă $R_g = 10$ kΩ.

Să se determine coeficientul de priză optim n_{L0} astfel ca tensiunea U_0 rezultată la bornele circuitului să fie maximă şi amplitudinea acestei tensiuni. Cît este lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB a circuitului în sarcină?

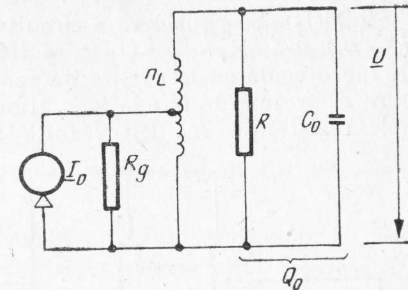


Fig. 2.30

2.31. Pentru circuitul din problema precedentă se impune $n_L = 0{,}7$. Să se determine amplitudinea tensiunii rezultate la bornele circuitului şi lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB. Să se rezolve problema şi în cazul $n_L = 1$.

2.32. Se consideră circuitul derivaţie cu priză din figură, pentru care se cunosc $C_1 = C_2 = 100$ pF, $Q_0 = 100$ şi $f_r = 10$ MHz. Generatorul de curent lucrează pe frecvenţa de rezonanţă f_r a circuitului, avînd curentul de amplitudine $I_0 = 0{,}1$ mA şi rezistenţa internă $R_g = 4$ kΩ. Care sînt amplitudinea tensiunii rezultate la bornele circuitului şi factorul de calitate în sarcină?

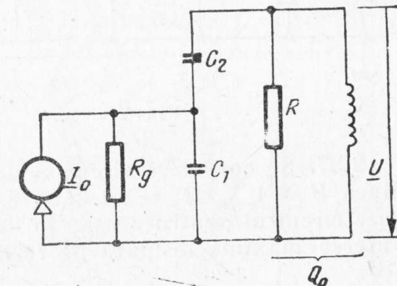


Fig. 2.32

2.33. Pentru circuitul cu configuraţia din problema precedentă se cunosc elementele: $L_0 = 100$ μH, $R = 32$ kΩ şi frecvenţa de rezonanţă $f_r = 500$ kHz. Generatorul de curent debitează pe frecvenţa f_r un curent de amplitudine 0,2 mA şi are impedanţa internă $R_g = 8$ kΩ. Să se determine capacităţile C_1 şi C_2 pentru ca tensiunea la bornele circuitului să fie maximă. Cît este această tensiune şi cît este lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB, respectiv 6 dB?

2.34. Un generator de tensiune de amplitudine $E = 1$ V şi rezistenţă internă $R_g = 10$ kΩ lucrează pe frecvenţa de rezonanţă $f_r = 500$ kHz a circuitului din figură. Se cunosc: $n_1 = n_2$, $C_1 = C_2 = 2$ nF, $R_s = 10$ kΩ, $Q_0 = 100$. Să se determine tensiunea la bornele rezistenţei de sarcină şi factorul de calitate în sarcină al circuitului. Dacă generatorul îşi modifică frecvenţa la $f_g = 490$ kHz, care este tensiunea la bornele rezistenţei de sarcină?

2.35. Pentru circuitul avînd configuraţia din problema precedentă se cunosc: $E = 1$ V, $R_g = 10$ kΩ, $n_1 + n_2 = 200$ spire, $C_1 = C_2 = 2$ nF, $R_s = 10$ kΩ, $Q_0 = 100$. Să se determine n_1 şi n_2 astfel ca la bornele rezistenţei R_s să rezulte tensiunea maximă pe frecvenţa de rezonanţă $f_r = 500$ kHz a circuitului.

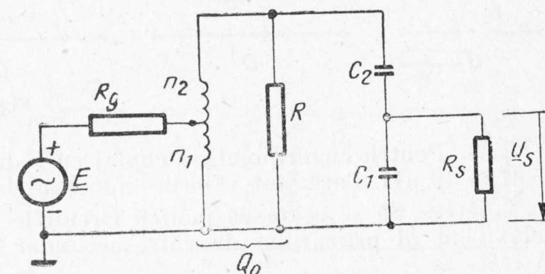


Fig. 2.34

2.36(R). Să considerăm circuitul derivație cu prize din figură. Elementele cunoscute sînt : $I_0 = 0{,}1$ mA, $R_g = 5$ kΩ, $Q_0 = 100$, $R_s = 600$ Ω, capacitatea de acord $C_a = 1$ nF și frecvența de lucru egală cu frecvența de acord $f_r = 600$ kHz. Să se dimensioneze circuitul pentru a asigura o lărgime de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 20 kHz și tensiunea maximă la bornele rezistenței R_s. Cît rezultă această tensiune ?

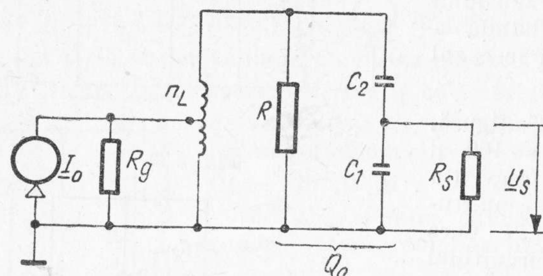


Fig. 2.36

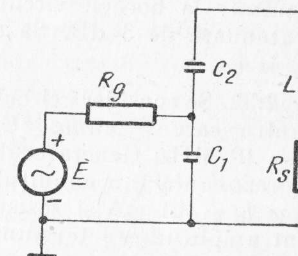


Fig. 2.37

2.37. Se consideră circuitul derivație cu priză din figură, pentru care se cunosc amplitudinea $E = 1$ V, $R_g = 10$ kΩ, $R_s = 50$ Ω și frecvența de lucru $f_r = 1$ MHz. Să se dimensioneze circuitul pentru a asigura lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB egală cu 25 kHz și puterea maximă disipată pe rezistența R_s. Cît este această putere ?

Circuite cuplate

2.38. Pentru cuadripolii de cuplaj din figură să se determine coeficienții de cuplaj k.

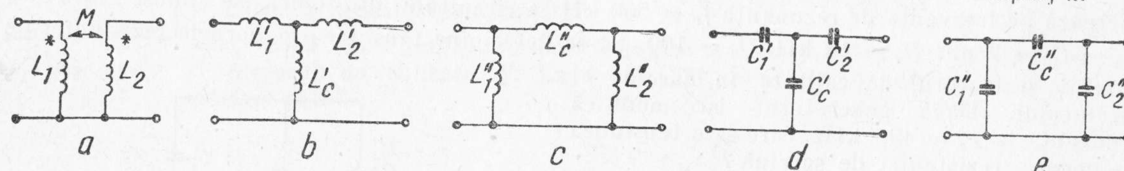


Fig. 2.38

2.39. Pentru cuadripolul de cuplaj cu inductanță mutuală se cunosc : $L_1 = L_2 = 500$ μH și $M = 10$ μH. Care sînt valorile inductanțelor cuadripolilor în T și în π echivalenți ?

2.40(R). Să se arate că pentru circuitele cuplate serie, impedanța reflectată în circuitul echivalent al primarului de către secundar se poate scrie :

$$\underline{Z}_{1r} = \frac{R_1 q^2}{1 + jx_2}.$$

2.41. Două circuite cuplate serie sînt alimentate pe frecvenţa de acord sincron a primarului şi secundarului. Pentru ce valoare a indicelui de cuplaj rezistenţa din circuitul echivalent al primarului creşte de n ori?

2.42. Două circuite cuplate serie avînd primarul identic cu secundarul lucrează pe frecvenţa de acord sincron. Cunoscînd $Q_1 = Q_2 = 100$, să se determine coeficientul de cuplaj pentru care curentul din primar are aceeaşi amplitudine cu curentul din secundar. Cît este defazajul dintre cei doi curenţi?

2.43. Două circuite cuplate serie au indicele de cuplaj $g = 2$, rezistenţa primarului $R_1 = 10\ \Omega$ şi factorul de calitate al secundarului $Q_2 = 50$. Cu cît trebuie dezacordat secundarul faţă de frecvenţa de lucru $f_r = 1$ MHz pentru ca reactanţa reflectată în primar să fie maximă şi ce valoare are aceasta?

2.44. Un circuit rezonant serie, avînd inductanţa $L_1 = 50\ \mu$H şi capacitatea $C = 500$ pF, este cuplat inductiv cu o bobină fără pierderi de inductanţă $L_2 = 50\ \mu$H cu bornele scurtcircuitate. Dacă inductanţa de cuplaj M variază între zero şi 25 μH, să se determine între ce limite variază frecvenţa de acord a circuitului serie echivalent.

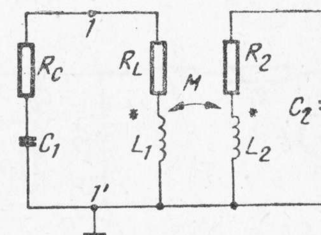


Fig. 2.45

2.45. Pentru schema din figură să se determine impedanţa între bornele 1—1' la frecvenţa pentru care ambele circuite sînt acordate, valoarea reactanţei de cuplaj fiind $\omega_0 M = 10\ \Omega$, iar $L = L_2 = 30$ M. Se mai cunosc $R_L = R_C = R_2 = 10\ \Omega$.

2.46. Se consideră două circuite cuplate avînd primarul şi secundarul cu aceeaşi frecvenţă de acord f_r, acelaşi factor de calitate Q, lucrînd la cuplaj critic. Să se arate că lărgimea benzii de trecere la o atenuare de 3 dB este $B_{3dB} = \sqrt{2} f_0/Q$.

2.47. Două circuite cuplate avînd primarul şi secundarul cu aceeaşi frecvenţă de acord f_r şi acelaşi factor de calitate Q lucrează cu indicele de cuplaj $g = \sqrt{2} + 1 \cong 2{,}41$. Să se arate că banda în sens Cebîşev este $B_c = 3{,}1\ f_0/Q$, iar neuniformitatea $\eta = 3$ dB.

2.48. Pentru circuitele cuplate serie din figură se cunosc frecvenţele de acord $f_{r1} = f_{r2} = 2$ MHz, inductanţele $L_1 = L_2 = 100\ \mu$H, factorii de calitate $Q_1 = 50$, $Q_2 = 100$ şi coeficientul de cuplaj $k = 0{,}03$. În paralel cu inductanţa secundarului se introduce o rezistenţă R_2' care egalizează valorile factorilor de calitate. Care este valoarea rezistenţei R_2' şi cea a lărgimii de bandă în sens Cebîşev înainte şi după egalizare?

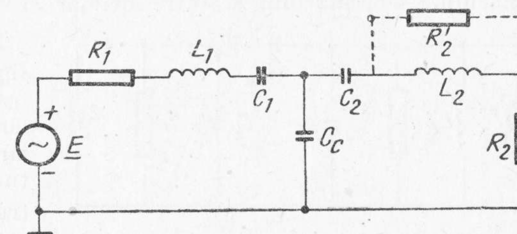


Fig. 2.48

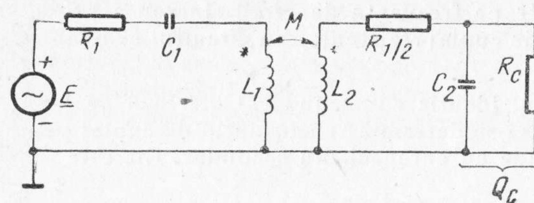


Fig. 2.49

2.49. Circuitele cuplate din figură se caracterizează prin următoarele : factorul de calitate al primarului $Q_1 = 50$, cel corespunzător condensatorului din secundar $Q_C = 100$, inductanțele $L_1 = L_2 = 1$ mH și $M = 50$ μH. Dacă circuitele primar și secundar sînt acordate pe aceeași frecvență $f_r = 200$ kHz, care este frecvența generatorului f_0 pentru care puterea disipată pe rezistența $R_1/2$ a secundarului este maximă ?

2.50(R). Pentru circuitele cuplate serie din figură se cunosc $L_1 = L_2 = 400$ μH, $C_1 = C_2 = 500$ pF și $R_1 = R_2 = 20$ Ω. Să se determine condensatorul de cuplaj C_c astfel încît neuniformitatea în bandă să fie $\eta = 3$ dB. Cît este lărgimea de bandă în sens Cebîșev ?

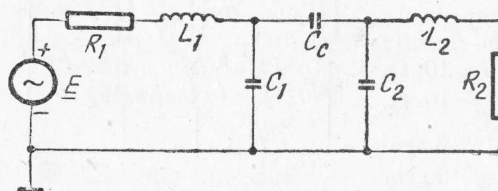


Fig. 2.50

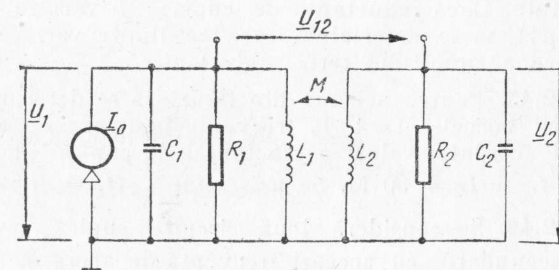


Fig. 2.51

2.51. Circuitele cuplate derivație din figură au elementele $L_1 = L_2 = 200$ μH, $Q_1 = Q_2 = 100$. $M = 6$ μH și frecvența de acord a primarului egală cu cea a secundarului $f_r = 200$ kHz. Dacă generatorul de curent sinusoidal are amplitudinea $I_0 = 0{,}1$ mA și frecvența egală cu cea de acord a circuitelor, să se determine amplitudinile tensiunilor care iau naștere la bornele primarului, secundarului și între primar și secundar.

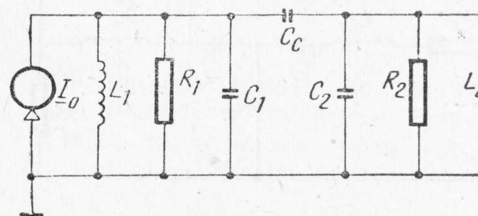


Fig. 2.52

2.52. Să se dimensioneze circuitele cuplate din figură astfel ca : $L_1 = L_2$, $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2 = 1$ nF, frecvența de rezonanță să fie egală cu 500 kHz, lărgimea de bandă în sens Cebîșev $B_C = 31$ kHz, iar neuniformitatea în bandă $\eta = 3$ dB. Ce amplitudine trebuie să aibă generatorul de curent pentru ca lucrînd pe frecvența de acord a circuitelor să producă în secundar o tensiune de amplitudine 1 V ?

2.53. Să se dimensioneze circuitele cuplate din figură astfel ca $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$, $L_1 = L_2 = 100\ \mu H$, frecvența de rezonanță să fie egală cu 1 MHz, cuplajul să fie critic, iar lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB să aibă valoarea $B_{3\,dB} = 28{,}2$ kHz.

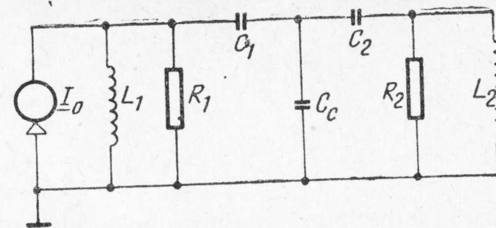


Fig. 2.53

2.54. Se consideră configurația de circuite cuplate din problema 2.52 pentru care se cunosc elementele: $L_1 = L_2 = 500\ \mu H$, $R_1 = 50\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$, frecvențele de acord ale primarului și secundarului egale cu $f_r = 200$ kHz și $q = 2$. Să se determine valorile capacităților. La ce frecvențe ale generatorului se obțin tensiunile maxime din secundar și ce amplitudine au dacă generatorul de curent asigură amplitudinea $I_0 = 0{,}1$ mA?

2.55. Pentru circuitele cuplate din figură se cunosc: coeficienții de priză din bobina primarului n_p și din bobina secundarului n_s egali: $n_p = n_s = 0{,}5$; $R_2 = 2R_1$, $R_3 = R_1/2$, $L_1 = L_2$ și $C_1 = C_2 = 100$ pF. Frecvența de acord a circuitelor primar și secundar este egală cu 2 MHz,

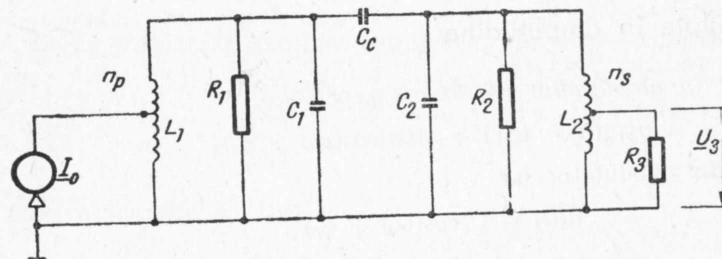


Fig. 2.55

cuplajul este critic, iar lărgimea de bandă la o atenuare de 3 dB are valoarea $B_{3\,dB} = 56{,}4$ kHz. Să se determine elementele circuitului. Dacă $I_0 = 1$ mA, cît este amplitudinea tensiunii la bornele rezistenței R_3 pe frecvența de acord?

3. SEMNALE MODULATE

BREVIAR

Semnale modulate în amplitudine

● *Semnalul modulat în amplitudine (MA) are expresia*

$$u_{MA}(t) = U_0[1 + kf(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

în care $f(t)$ este semnalul modulator iar

$$u_0(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2)$$

este semnalul purtător.

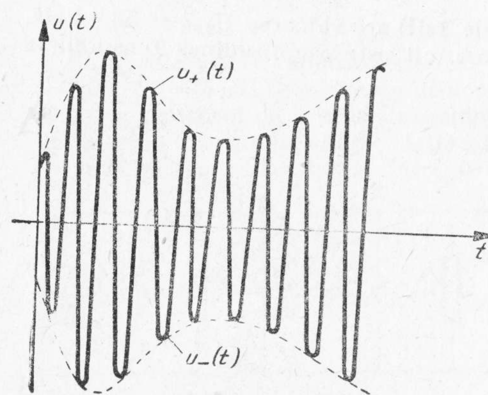


Fig. 1

● *Anvelopa superioară* a semnalului modulat în amplitudine se obține considerînd $\cos(\omega_0 t + \varphi_0) = 1$:

$$u_+(t) = U_0[1 + kf(t)], \quad (3)$$

iar *anvelopa inferioară* rezultă pentru $\cos(\omega_0 t + \varphi_0) = -1$:

$$u_-(t) = -U_0[1 + kf(t)]. \quad (4)$$

Între anvelopa inferioară și cea superioară are loc variația datorită factorului $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ obținîndu-se pentru semnalul modulat în amplitudine legea de variație din figura 1,

● *Dacă semnalul modulator este sinusoidal :*

$$f(t) = U_m \cos \omega_m t, \tag{5}$$

atunci semnalul modulat în amplitudine este

$$u_{MA}(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{6}$$

în care $m = kU_m$ reprezintă *gradul de modulație* ($m \leqslant 1$).

● *Descompunerea în componente spectrale* a semnalului modulator în amplitudine corespunde dezvoltării expresiei sale în sumă de componente sinusoidale. În cazul expresiei (6) rezultă :

$$u_{MA}(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_0 m}{2}\cos[(\omega_0 + \omega_m)t + \varphi_0] + \frac{U_0 m}{2}\cos[(\omega_0 - \omega_m)t + \varphi_0]. \tag{7}$$

● *Lărgimea benzii de frecvențe ocupate de semnalul modulat în amplitudine* este egală cu diferența dintre frecvențele cele mai depărtate care se găsesc în dezvoltarea în componente spectrale. În cazul expresiei (6) rezultă

$$B = 2f_m. \tag{8}$$

● *Puterea semnalului modulat în amplitudine* este egală cu puterea disipată pe o rezistență de 1 Ω de semnalul considerat, tensiune sau curent. În cazul expresiei (6) rezultă :

$$P = \frac{1}{2}U_0^2\left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \tag{9}$$

● Semnale modulate în fază

● *Semnalul modulat în fază (MP)* are expresia :

$$u_{MP}(t) = U_0\cos[\omega_0 t + kf(t) + \varphi_0], \tag{10}$$

unde $f(t)$ este semnalul modulator.

Dacă semnalul modulator este sinusoidal (5), atunci semnalul modulat în fază devine :

$$u_{MP}(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \omega_m t + \varphi_0). \tag{11}$$

în care $\Delta\varphi = kU_m$ este deviația de fază, măsurată în radiani.

● *Descompunerea în componente spectrale* a semnalului modulat în fază corespunde exprimării sale sub forma unei sume de componente sinusoidale. Acest fapt se poate realiza prin metode elementare dacă $|kf(t)| < 0{,}4$, avînd în vedere aproximațiile :

$$\sin[kf(t)] \cong kf(t)\ ;\ \cos[kf(t)] \cong 1\ ;\ |kf(t)| < 0{,}4. \tag{12}$$

Pentru cazul particular al semnalului modulator sinusoidal (11), este cunoscut rezultatul

$$u_{MP}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k(\Delta\varphi)\cos\left[(\omega_0 + k\omega_m)t + k\frac{\pi}{2} + \varphi_0\right]. \tag{13}$$

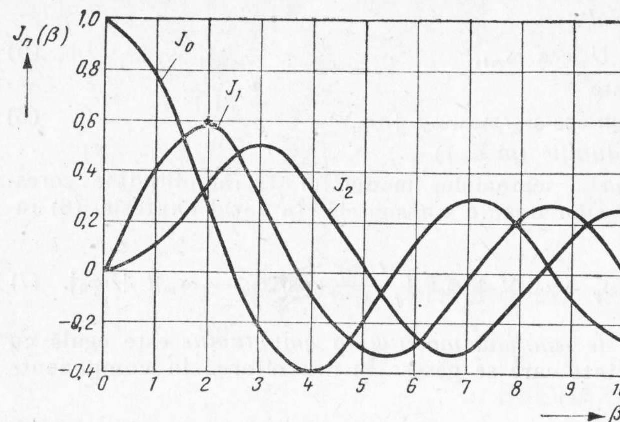


Fig. 2

S-au notat pirn $J_k(\beta)$ funcţiile Bessel de speţa I, ordin k şi argument β. În figura 2 sînt reprezentate cîteva dintre aceste funcţii.

Menţionăm cîteva din proprietăţile acestor funcţii, în relaţiile ce urmează

$$J_{-k}(\beta) = (-1)^k J_k(\beta) \tag{14}$$

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} J_k^2(\beta) = 1. \tag{15}$$

Dacă $\beta < 0,4$ se admit aproximaţiile:

$$J_0(\beta) \cong 1,\ J_1(\beta) \cong \frac{\beta}{2} \text{ şi } J_k(\beta) \cong 0,\ k \geqslant 2. \tag{16}$$

● *Lărgimea benzii de frecvenţe ocupate de semnalul cu modulaţie de fază.* Avînd în vedere că numărul de componente spectrale este în general infinit, considerăm importante numai componentele care depăşesc 1% din amplitudinea purtătoarei nemodulate. Diferenţa dintre frecvenţele componentelor cele mai depărtate între ele, cu convenţia precizată anterior, determină lărgimea benzii de frecvenţe. O relaţie aproximativă valabilă *în cazul semnalului modulator sinusoidal* (11) este

$$B \cong 2(1 + \sqrt{\Delta\varphi} + \Delta\varphi)f_m. \tag{17}$$

● *Puterea semnalului modulat în fază* este egală cu puterea disipată pe o rezistenţă de 1 Ω de semnalul considerat, tensiune sau curent. *În cazul semnalului modulator sinusoidal*, avînd în vedere relaţia (15) rezultă:

$$P = \frac{1}{2} U_0^2. \tag{18}$$

Semnale modulate în frecvenţă

● *Semnalul modulat în frecvenţă (MF) are expresia*:

$$u_{MF}(t) = U_0\cos[\omega_0 t + k \int f(t)dt + \varphi_0], \tag{19}$$

unde f(t) este semnalul modulator.

● *Pentru un semnal de forma*

$$u(t) = U_0\cos[\varphi(t)], \tag{20}$$

se defineşte *frecvenţa instantanee*

$$\frac{1}{2\pi}\omega_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi(t)}{dt}: \tag{21}$$

● *În cazul semnalului modulat în frecvență* (19), *frecvența instantanee* este

$$\frac{1}{2\pi}\,\omega_i(t) = \frac{1}{2\pi}\,[\omega_0 + kf(t)] \qquad (22)$$

și se observă că variază în ritmul semnalului modulator.

● *Dacă semnalul modulator este sinusoidal* (5), atunci semnalul modulat în frecvență devine :

$$u_{MF}(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t + \varphi_0), \qquad (23)$$

în care

$$\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \qquad (24)$$

reprezintă *indicele de modulație în frecvență*, iar

$$\Delta f = \frac{kU_m}{2\pi} \qquad (25)$$

este *deviația de frecvență.*

● *Descompunerea în componente spectrale* a semnalului modulat în frecvență se poate face prin metode trigonometrice dacă $|k\int f(t)dt| < 0{,}4$, caz în care sînt valabile aproximațiile :

$$\cos[k\int f(t)dt] \cong 1,\quad \sin[k\int f(t)dt] \approx k\int f(t)dt,\quad |k\int f(t)dt| < 0{,}4. \qquad (26)$$

În cazul semnalului modulator sinusoidal (23) este valabilă dezvoltarea

$$u_{MF}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta)\cos[(\omega_0 + k\omega_m)t], \qquad (27)$$

unde $J_k(\beta)$ sînt funcțiile Bessel amintite mai sus.

În tabelul 3.1 sînt prezentate cîteva valori uzuale ale funcțiilor Bessel.

Tabelul 3.1

β	$J_0(\beta)$	$J_1(\beta)$	$J_2(\beta)$	$J_3(\beta)$	$J_4(\beta)$
0	1,0000	0	0	0	0
0,2	0,9900	0,0995	0,0050	0,0000	0,0000
0,4	0,9604	0,1960	0,0197	0,0013	0,0001
0,6	0,9120	0,2867	0,0437	0,0044	0,0003
0,8	0,8463	0,3688	0,0758	0,0102	0,0010
1,0	0,7652	0,4401	0,1149	0,0196	0,0025
1,2	0,6711	0,4983	0,1593	0,0329	0,0050
1,4	0,5669	0,5419	0,2073	0,0505	0,0091
1,6	0,4554	0,5699	0,2570	0,0725	0,0150
1,8	0,3400	0,5815	0,3061	0,0988	0,0232
2,0	0,2239	0,5767	0,3528	0,1289	0,0340

● *Lărgimea benzii de frecvență ocupate de semnalul cu modulație de frecvență*, dat fiind numărul infinit al componentelor spectrale, se definește ca în cazul modulației de fază. O relație aproximativă valabilă *în cazul semnalului modulator sinusoidal* (23) este

$$B \cong 2(1 + \sqrt{\beta} + \beta)f_m. \qquad (28)$$

● *Puterea semnalului modulat în frecvență* se definește ca în cazul semnalului modulat în fază. Similar, *pentru semnal modulator sinusoidal* rezultă

$$P = \frac{1}{2}\,U_0^2. \qquad (29)$$

ENUNȚURI

● Semnale modulate în amplitudine

3.1. Să se reprezinte forma semnalului modulat în amplitudine

$$u_{MA}(t) = U_0(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t\ ;\ \omega_m \ll \omega_0$$

pentru $m = 0{,}5$ și pentru $m = 1{,}5$. Cum arată în realitate semnalul modulat în amplitudine pentru $m = 1{,}5$, ținînd seama de modul de producere al acestuia ?

3.2. Pentru tensiunea modulată în amplitudine

$$u_{MA}(t) = U_0(1 + \sum_{k=1}^{n} m_k\cos\omega_k t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

să se determine descompunerea în componente spectrale. Dacă $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3 \ldots < \omega_n$, să se găsească lărgimea benzii de frecvențe ocupate de semnal. Care este puterea disipată de această tensiune pe o rezistență de 1 Ω ?

3.3(R). Se consideră tensiunea modulată în amplitudine

$$u_{MA}(t) = U_0[1 + k\mathrm{f}(t)]\cos\omega_0 t,$$

pentru care $k = 0{,}5$ iar

$$\mathrm{f}(t) = \cos\omega_m t + \sin\omega_m t.$$

Să se determine gradul de modulație echivalent al semnalului, componentele sale spectrale și puterea disipată pe o rezistență de 1 Ω.

3.4(R). La un oscilograf se aplică pe plăcile de deflexie orizontală tensiunea $\mathrm{f}(t) = U_m\cos\omega_m t$, iar pe plăcile de deflexie verticală – tensiunea modulată în amplitudine $u_{MA}(t) = U_0(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t$. Să se arate că pe ecranul oscilografului se obține un trapez. Dacă se notează cu A mărimea bazei mari și cu B mărimea bazei mici, atunci :

$$m = \frac{A - B}{A + B}\,;$$

3.5. Se consideră tensiunea dublu modulată în amplitudine avînd expresia :

$$u(t) = U_0[1 + m_1(1 + m_2\cos\omega_2 t)\cos\omega_1 t]\cos\omega_0 t.$$

Să se determine componentele sale spectrale.

3.6. Expresia semnalului modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată $(MA - PS)$ este

$$u_{MA-PS}(t) = U_0\mathrm{f}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

în care $\mathrm{f}(t)$ este semnalul modulator ale cărui componente spectrale sînt de frecvențe mai mici decît f_0.

Dacă $\mathrm{f}(t) = \cos\omega_m t$, să se reprezinte forma semnalului modulat și să se determine componentele sale spectrale.

3.7. Pentru demodularea semnalului modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată (problema 3.6) se utilizează schema din figură. Știind că filtrul trece-jos (FTJ) lasă să treacă nemodificate numai componentele de frecvențe mai mici decît f_0, să se explice funcționarea schemei și să se determine valoarea optimă a fazei φ_s.

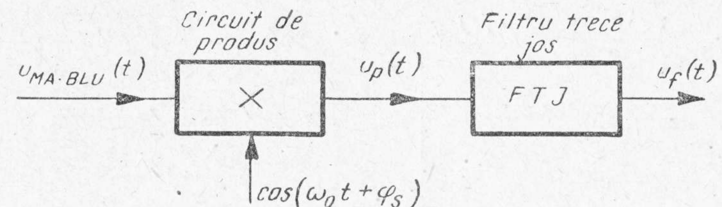


Fig. 3.7

3.8. Semnalul modulat în amplitudine cu bandă laterală unică (MA-BLU) se poate obține din semnalul modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată (vezi problema 3.6) la care printr-un filtru se elimină toate componentele spectrale de frecvențe mai mici decît f_0. Dacă semnalul modulator este :

$$f(t) = 2m_1\cos\omega_1 t + 2m_2\cos\omega_2 t\ ;\ \omega_1 \ll \omega_0\ ;\ \omega_2 \ll \omega_0,$$

să se găsească expresia semnalului MA-BLU.

3.9. Pentru demodularea semnalului modulat în amplitudine cu bandă laterală unică (problema 3.8) se utilizează schema din figură. Știind că filtrul trece-jos (FTJ) lasă să treacă nemodificate numai componentele de frecvențe mai mici decît f_0, să se explice funcționarea schemei și efectul fazei φ_s.

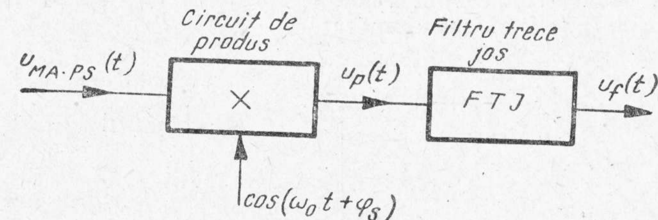


Fig. 3.9

3.10. Semnalul cu modulație în amplitudine în cuadratură are expresia

$$u(t) = U_0(1 + m_1\cos\omega_1 t)\cos\omega_0 t + U_0(1 + m_2\cos\omega_2 t)\sin\omega_0 t\ ;\ \omega_1 \ll \omega_0\ ;\ \omega_2 \ll \omega_0.$$

Să se determine componentele spectrale ale semnalului. Care este puterea debitată de semnal pe o rezistență de 1 Ω?

3.11. Pentru extragerea separată a celor două informații purtate de semnalul cu modulație în amplitudine în cuadratură (vezi problema 3.10) se poate utiliza schema de demodu-

lare din figură. Ştiind că filtrele trece-jos (FTJ) lasă să treacă nemodificate numai componentele de frecvenţe mai mici decît f_0, să se explice funcţionarea schemei.

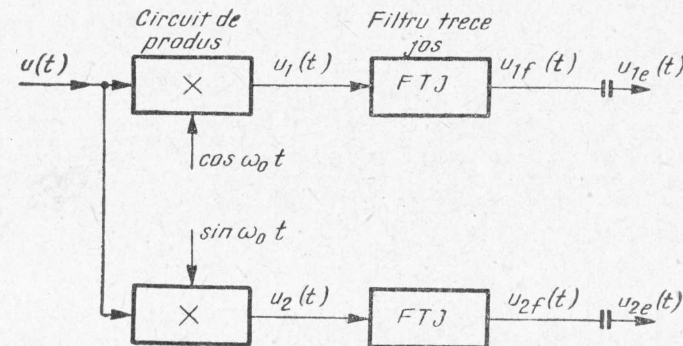


Fig. 3.11

3.12. Semnalul modulat polar are expresia :

$$u(t) = [u_1(t) - u_2(t)] + [u_1(t) + u_2(t)]\cos \omega_0 t,$$

pentru care

$$u_1(t) = 1 + m_1 \cos \omega_1 t \ ; \ \omega_1 \ll \omega_0 \ ;$$

$$u_2(t) = 1 + m_2 \cos \omega_2 T \ ; \ \omega_2 \ll \omega_0.$$

Să se determine componentele spectrale ale semnalului şi forma variaţiei sale în timp. Cum s-ar putea extrage separat cele două informaţii purtate de semnal ?

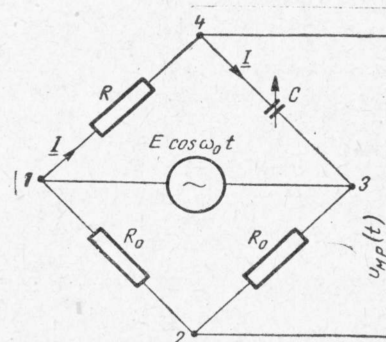


Fig. 3.14

Semnale modulate în fază

3.13 (R). Pentru semnalul modulat în fază cu semnal modulator sinusoidal se cunoaşte $\Delta\varphi < 0{,}4$ radiani. Să se scrie descompunerea sa în componente spectrale. Care este lărgimea de bandă ocupată de semnal ?

3.14. Pentru producerea semnalului modulat în fază se poate utiliza circuitul din figură, în care condensatorul îşi variază capacitatea în ritmul semnalului modulator. Să se determine expresia tensiunii $u_{MP}(t)$ punînd în evidenţă variaţia fazei dacă condensatorul îşi modifică capacitatea între limitele $C_0 - \Delta C$ şi $C_0 + \Delta C$.

3.15 Să se determine lărgimea de bandă ocupată de un semnal modulat în fază pentru care $\Delta\varphi = 1$ radian, utilizînd descompunerea în componente spectrale și apoi comparînd rezultatul obținut cu cel bazat pe formula aproximativă de calcul al lărgimii de bandă.

3.16. Dacă la intrarea unui multiplicator de frecvență se introduce semnalul $u_i(t) = U_i\cos[\omega_0 t + \varphi(t)]$, la ieșirea sa se obține $u_e(t) = U_e\cos[n\,\omega_0 t + n\varphi(t)]$, unde n este factorul de multiplicare. Care sînt deviația de fază și frecvența purtătoare realizate la ieșirea a patru triplori conectați în cascadă, dacă semnalul la intrarea lor avea frecvența purtătoare de 0,9 MHz și deviația de fază de 1 radian?

3.17. O oscilație modulată în fază cu un semnal sinusoidal de frecvență între 50 Hz și 15 kHz are deviația de fază maximă $\Delta\varphi_M = \pi$ radiani. Care este deviația de frecvență maximă realizată?

Semnale modulate în frecvență

3.18. Sistemul de radiodifuziune cu modulație de frecvență pe unde ultrascurte lucrează cu deviația de frecvență maximă $\Delta f_M = 50$ kHz și cu frecvența de modulație maximă $f_{mM} = 15$ kHz. Care este lărgimea benzii de frecvențe ocupate de emisiune?

3.19. Se consideră un semnal modulat în frecvență cu un semnal modulator sinusoidal de frecvență cuprinsă între 50 Hz și 15 kHz. Dacă deviația de frecvență este $\Delta f = 50$ kHz, care este deviația de fază echivalentă maximă realizată?

3.20. Un semnal modulat în frecvență cu un semnal modulator sinusoidal de frecvență 1 kHz realizează o deviație de frecvență de 2 kHz. Care este spectrul de amplitudini ($U_0 = 1$ V) al semnalului și lărgimea benzii de frecvențe ocupate de semnal?

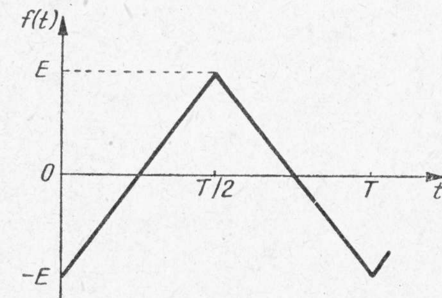


Fig. 3.21

3.21. Se consideră semnalul modulator periodic reprezentat în figură. Să se reprezinte pe o perioadă a semnalului modulator, semnalul modulat în fază și semnalul modulat în frecvență.

3.22. Se consideră o oscilație modulată în amplitudine și în frecvență cu același semnal modulator:

$$u(t) = U_0(1 + m\cos\omega_m t)\cos(\omega_0 t + \beta\sin\omega_m t).$$

Presupunînd $m \ll 1$ și $\beta \ll 1$, să se descompună în componente acest semnal. Ce se întîmplă dacă $m = \beta$?

3.23(R). Se consideră semnalul modulat în frecvență

$$u_{MF}(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \beta_1\sin\omega_1 t + \beta_2\sin\omega_2 t),$$

pentru care $\beta_1 \ll 1$ și $\beta_2 \ll 1$. Să se descompună în componente spectrale acest semnal. Care este expresia semnalului modulator?

3.24. O oscilație modulată în amplitudine și fază cu același semnal modulator sinusoidal are expresia

$$u(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t)\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \omega_m t).$$

Dacă $m \ll 1$ și $\Delta\varphi \ll 1$, să se determine componentele spectrale ale semnalului.

3.25. Unei oscilații modulate în frecvență cu un semnal modulator sinusoidal de frecvență $f_m = 2$ kHz i se crește indicele de modulație β de la zero pînă are loc prima anulare a componentei spectrale pe frecvența purtătoare. Cît este în acest caz deviația de frecvență? Menținînd în continuare această deviație de frecvență constantă, se descrește frecvența semnalului modulator pînă cînd are loc din nou anularea componentei spectrale pe frecvența purtătoare. Cît este în această situație frecvența semnalului modulator? (Se va avea în vedere că $J_0(\beta) = 0$, în ordine pentru valorile $\beta_1 = 2{,}4048$, $\beta_2 = 5{,}5201$, $\beta_3 = 8{,}6537$ etc.)

4. BAZELE TELEVIZIUNII

BREVIAR

A. TELEVIZIUNEA ÎN ALB-NEGRU

Captarea imaginilor

- Pentru *obiective* se folosesc *formulele lui Gauss sau Newton*, respectiv :

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{p'} = \frac{1}{f} ; \qquad (1)$$

$$xx' = ff', \qquad (2)$$

în care :

f este distanța focală ;
p — distanța la obiect, egală cu $p = x + f$;
p' — distanța la imagine, egală cu $p' = x' + f$.

Deschiderea relativă a obiectivului este :

$$d_r = \frac{d_u}{f} = \frac{1}{n} , \qquad (3)$$

în care d_u este deschiderea utilă.

- *Iluminarea țintei unui tub videocaptor* este dată de :

$$E_T = T \cdot B_{ob} \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_u}{f} \right)^2 ; \qquad (4)$$

în care :

T este transparența obiectivului ;
B_{ob} — luminanța obiectului de pe scena de transmis.

• *Frecvența video maximă a semnalului de VF* este dată în general de :

$$f_{V_{max}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{H}{V} \cdot n^2 f_c, \qquad (5)$$

în care :

$\frac{H}{V} = \frac{4}{3}$ este raportul de aspect al imaginii ;

n — numărul de linii de explorare ;

f_c — frecvența imaginilor complete (cadre).

• *Aprecierea calității unei imagini de TV* în ce privește finețea se face de cele mai multe ori pe mire, după numărul de linii. Între acest număr N și frecvența video maximă există legătura

$$f_{V_{max}}[\text{MHz}] = \frac{N\,(\text{linii})}{80}. \qquad (6)$$

• Transmisiunea semnalelor de TV-AN

Transmisiunea semnalelor de *TV* se face în *VF* sau în *RF*.

• *În VF semnalele* transmise au polaritate pozitivă (albul la maximum), au amplitudine de 1 V_{vv} de la alb la sincro, cu 0,7 V_{vv} rezervați componentei de video sau de imagine și 0,3 V_{vv} pentru sincro. Semnalul complex se notează cu simbolul *VBS* (video, stingere sau blancare și sincronizare). Impedanțele sînt de regulă de 75 Ω.

• *În RF transmisiunea* se face de regulă cu :

— *MA* cu *RBL* (rest de bandă laterală) *pentru imagine*, cu transmisiunea integrală a *BLS* (bandă laterală superioară) ;

— *MF pentru sunet.*

Lățimea totală a unui canal este după norma OIRT de 8 MHz avînd un ecart între purtătoarele de imagine și sunet de 6,5 MHz. Sunetul ocupă ±0,25 MHz, iar restul — cele două benzi de modulație : a imaginii 6,25 MHz pentru *BLS* și 1,25 MHz pentru *BLI* cu *RBL*.

Modulația este negativă, adică la vîrf de modulație corespunde semnalul sincro și la fund de modulație — albul din semnalul *VBS*.

B. TELEVIZIUNEA ÎN CULORI

Televiziunea în culori se bazează pe un procedeu aditiv de sinteză a culorilor pe un ecran al unui cinescop tricrom.

Toate sistemele de *TVC* utilizate asigură compatibilitatea, adică posibilitatea de recepție în alb-negru a semnalelor de *TVC-CVBS* (*VBS* + componentele de culoare) pe televizoare alb-negru.

Semnale de TVC

În alegerea semnalelor s-a avut în vedere asigurarea compatibilității și asigurarea principiului luminanței constante.

- *Semnalele primare* sînt E_R, E_G și E_B.
- *Semnalul de luminanță*, care asigură compatibilitatea, este o combinație liniară a semnalelor primare :

$$E_Y = 0{,}30\ E_R + 0{,}59\ E_G + 0{,}11\ E_B. \tag{7}$$

- *Semnalele de culoare* (diferență de culoare) sînt:

$$E_R - E_Y\ ;\ E_G - E_Y\ ;\ E_B - E_Y. \tag{8}$$

○ **Observație.** Transmisiunea semnalelor în aceeași lățime de bandă ca în alb-negru depinde de sistemul de *TVC* folosit.

Semnale în sistemul NTSC

- *Semnalul de luminanță* este dat de expresia (7).
- *Semnalele de culoare* sînt :

$$\begin{cases} E_I = 0{,}74(E_R - E_Y) - 0{,}27(E_B - E_Y)\ ; \\ E_Q = 0{,}48(E_R - E_Y) + 0{,}41(E_B - E_Y). \end{cases} \tag{9}$$

- Transmisiunea se face cu ajutorul unei *subpurtătoare*, care în S.U.A. este :

$$f_{sp} = 455\frac{f_H}{2} \cong 3{,}58\ \text{MHz}. \tag{10}$$

- Cele două semnale de culoare modulează *MA-PS* în cuadratură simultan (*MAQ*) subpurtătoarea, obținîndu-se *semnalul de crominanță*

$$E_C = E_I\cos(\omega_{sp}t + 33°) + E_Q\sin(\omega_{sp}t + 33°). \tag{11}$$

- *Semnalul complex CVBS* este

$$E_M = E_Y + E_C + S_{H+V+G}. \tag{12}$$

Semnale în sistemul PAL

- *Semnalul de luminanță* este același ca și la *NTSC.*
- *Semnalele de culoare* sînt :

$$\begin{cases} E_U = 0{,}493(E_B - E_Y)\ ; \\ E_V = 0{,}887(E_R - E_Y). \end{cases} \tag{13}$$

● *Subpurtătoarea* aleasă în cadrul normei CCIR (*B* și *G*) este :

$$f_{sp} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + \frac{f_V}{2} = 4{,}43361875 \text{ MHz.} \tag{14}$$

● *Semnalul de crominanță* este obținut tot prin modularea dublă în cuadratură *MA-PS*, cu semnalele de culoare :

$$E_C = E_U \sin \omega_{sp} t \pm E_V \cos \omega_{sp} t. \tag{15}$$

○ **Se observă că** semnalul E_V își schimbă faza cu 180° de la linie la linie.
● *Semnalul complex CVBS-PAL* este

$$E_M = E_Y + E_C + S_{H+V+C}. \tag{16}$$

● Semnale în sistemul SECAM

● *Semnalul de luminanță* este dat de expresia (7).
● *Semnalele de culoare* care se transmit secvențial pe linii sînt :

$$\begin{cases} D_R = -1{,}9(E_R - E_Y) ; \\ D_B = +1{,}5(E_B - E_Y). \end{cases} \tag{17}$$

● Transmisiunea se face cu *MF*, alegînd pentru *subpurtătoare* două valori pe cele două linii succesive :

$$f_{OR} = 282\, f_H = 4{,}406 \text{ MHz} ; \tag{18}$$

$$f_{OB} = 272\, h_H = 4{,}250 \text{ MHz.}$$

○ **Notă.** Pentru reducerea vizibilității subpurtătoarelor pe televizoarele alb-negru, se practică o serie de corecții ale semnalului în *VF* și în *IF* și o serie de inversiuni ale fazei semnalelor.

● *Semnalul de crominanță* va fi, în cazul unor valori constante ale semnalelor D_R și D_B (cazul barelor colorate)

$$E_{C(R,B)} = A_{IF} \cos 2\pi [f_{0(R,B)} + D_{R,B} \Delta f_{0(R,B)}] t. \tag{19}$$

● *Semnalul complex CVBS-SECAM* va fi

$$E_M = E_Y + E_{C(R,B)} + S_{H+V+ID}, \tag{20}$$

în care indicele *ID* semnifică niște semnale de identificare.

ENUNȚURI

A. TELEVIZIUNEA ÎN ALB-NEGRU

● Captarea imaginilor

4.1(R). Să se determine expresia cu care se poate calcula profunzimea de cîmp a unui obiectiv cu distanța focală f, deschiderea utilă d_u și deschiderea relativă $d_r = \frac{d_u}{f} = \frac{1}{n}$.

4.2(R). Să se demonstreze expresia (4) care dă iluminarea pe ținta unui tub videocaptor E_T dintr-o cameră echipată cu un obiectiv avînd transparența T și deschiderea relativă d_r. Luminanța obiectului este B.

4.3(R). Să se determine relațiile pentru alegerea obiectivului pentru o cameră echipată cu vidicon de 1″.

● Transmisiunea semnalelor de TV-AN

4.4(R). Să se găsească expresia exactă, aplicabilă în practică, pentru determinarea frecvenței video maxime.

4.5(R). Să se explice relația (6).

4.6(R). Să se pună în evidență distorsiunile de cuadratură care pot apărea atunci cînd se efectuează o transmisiune cu *MA-BLU* sau *MA-RBL*.

4.7. Să se arate că în cazul folosirii unui demodulator de produs pentru o oscilație *MA* transmisă cu *BLU* sau *RBL* nu mai apar distorsiuni de cuadratură și se obține la ieșire semnalul original de modulație.

4.8. Să se traseze caracteristica de fază a circuitului din figura 4.8. Acest circuit este folosit la transformarea *MF* în *MP* la demodularea sunetului cu *MF*, sau a semnalelor de crominanță în sistemul SECAM, cînd se folosesc *CI* cu structură de multiplicator analogic.

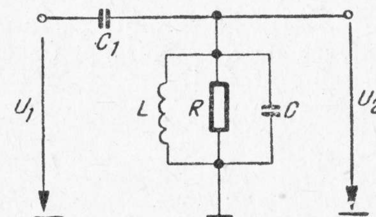


Fig. 4.8

4.9(R). Să se arate ce se întîmplă cu semnalul de sunet *MF* care însoțește programul de *TV* într-un receptor de tip „cu interheterodinare", dacă raportul între purtătoarea de imagine I și cea de sunet $S(I/S = \sigma)$ este egal cu unitatea, la intrarea în demodulatorul *MA*, unde are loc interheterodinarea între imaginea în *MA* și sunetul în *MF*.

Circuite pentru TV-AN

4.10(R). Să se găsească rețeaua de polarizare a intrării pentru o poartă inversoare *TTL* astfel ca aceasta să poată funcționa în regiunea corespunzătoare unui amplificator inversor.

4.11(R). Să se realizeze un oscilator cu cuarț lucrînd pe frecvența $f_0 = 1$ MHz, necesar ca oscilator de bază într-un sincrogenerator de *TV*. Elementele active folosite vor fi porți *TTL*.

4.12(R). Să se realizeze un oscilator *LC* pe frecvența de 1 MHz, necesar sincrogeneratorului dintr-o cameră de *TVCI*. Se vor folosi ca elemente active porți *TTL*.

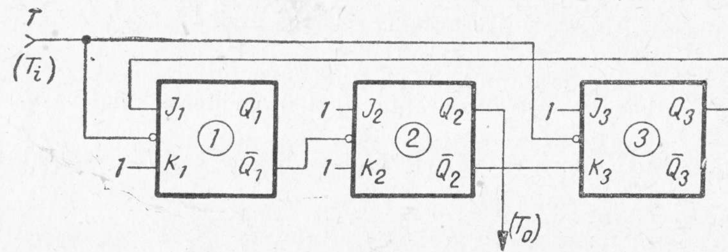


Fig. 4.13

4.13(R). Să se arate că schema din figura 4.13 cu trei circuite bistabile de tip *JK* asigură divizarea de frecvență cu 5, necesară în sincrogeneratoarele de televiziune pentru a se ajunge de la frecvența $2f_H = 31\,250$ Hz la $f_V = 50$ Hz.

4.14(R). Să se arate forma semnalelor de ieșire ale unui selector de linii de *TV*, care să permită afișarea pe ecranul unui osciloscop cu două canale a 4 cîmpuri de *TV*, succesive.

4.15(R). Să se determine lungimea buclei U de cablu de adaptare la o antenă de *TV* care recepționează programul 1 de *TV* pe canalul 6. Cablul folosit are impedanța caracteristică Z_0 de 75 Ω.

4.16(R). Să se arate că transformatorul de adaptare BALUN (**Bal**ancing **un**it) folosit la antenele de *TV* asigură, pe lîngă simetrizare, și adaptarea de impedanță, făcînd o transformare în raportul 4 : 1.

B. TELEVIZIUNEA ÎN CULORI

Semnale de TVC

4.17(R). Să se determine coeficienții combinației liniare de semnale primare care dă semnalul de luminanță E_Y pentru un sistem compatibil de *TVC*, în condițiile în care se lucrează cu albul de referință de tip C.

4.18(R). Să se arate că semnalele de diferență de culoare se anulează la transmisiuni în alb-negru și că în același timp nu contribuie la luminanța imaginii.

4.19(R). Care este eroarea care se face asupra luminanței imaginii dacă se practică corecția γ (gamma) asupra semnalelor primare ?

4.20(R). Să se scrie expresia pentru semnale cu *MAQ* (modulație dublă în cuadratură obținută prin însumarea a două semnale *MA-PS*).

4.21(R). Să se scrie expresia generală a unui semnal $s(t)$ cu modulație în cuadratură realizată prin modularea a două semnale $m_1(t)$ și $m_2(t)$. Să se arate rezultatul demodulării.

4.22(R). Să se particularizeze problema 4.21(R) pentru cazul sistemului PAL.

4.23(R). Să se arate că un multiplicator analogic se poate comporta ca element sensibil la fază.

4.24(R). Să se arate cum se poate face demodularea unui semnal *MA-PS* cu ajutorul unui demodulator de produs.

4.25(R). Să se reprezinte linia spectrală corespunzătoare subpurtătoarei în sistemul PAL în raport cu liniile spectrale vecine ale spectrului primar al semnalului de *TV* alb-negru, respectiv al semnalului de luminanță E_Y în cazul *TVC*.

4.26(R). Să se arate care este defazajul suferit de subpurtătoare de la linie la linie, de la cîmp la cîmp și timpul după care subpurtătoarea revine cu aceeași fază pe o linie de același rang din cîmpuri diferite, la sistemul PAL.

● Semnale pentru imagini de control

4.27(R). Să se alcătuiască tabelul de valori și să se reprezinte semnalul complex de *TVC* pentru o miră de bare în culori, conținînd albul, negrul, cele trei culori primare și cele trei culori complementare, dispuse în ordinea descrescătoare a luminanțelor.

Luminanța și saturația vor fi maxime (100%). Se folosește un sistem în care diferențele de culoare se transmit ca atare.

4.28(R). Depășirile de nivel ale semnalului de *TVC*, așa cum rezultă din figura 4.27R, *b*, nu sînt tolerabile. (Deși semnalul se referă la culori cu luminanță și saturație maxime, caz care apare foarte rar în practică, amplitudinile semnalului de crominanță trebuie reduse.)

Se cer criteriile de reducere și valorile coeficienților de ponderare.

4.29(R). Folosind coeficienții de ponderare 0,877 și 0,493, să se găsească noile valori ale semnalelor de diferență, semnalul de crominanță, limitele maxime și faza subpurtătoarei.

Se consideră un sistem de *TVC* care transmite ca atare semnalele cu bare de saturație și luminanță maxime.

Ținînd seama de cele arătate în problema 4.28, să se reprezinte și semnalul complex.

4.30(R). Să se arate că în cazul sistemului NTSC, prin folosirea noilor axe *I* și *Q* ca și a rotirii fazei subpurtătoarei cu 33°, se obține automat ponderarea semnalelor astfel ca să nu se depășească nivelele de alb și negru decît cu 33%.

4.31(R). Să se găsească valorile corespunzătoare pentru componentele de semnal *CVBS* de *TVC* în cazul sistemului PAL pentru o miră de bare dispuse în ordine descrescătoare a luminanțelor.

Luminanța și saturația sînt de 75%.

4.32(R). Să se arate care sînt criteriile de deducere a semnalelor D_R și D_B în cazul sistemului SECAM.

4.33(R). Cum se deduc valorile corespunzătoare pragurilor de limitare la limitatoarele dintr-un codor SECAM, limitatoare care urmează după circuitele de corecție în *VF* (preaccentuare) ?

4.34(R). Să se deducă alura curbei de preaccentuare în *IF* care asigură o modulație suplimentară de amplitudine a semnalului de crominanță modulat *MF*. Valorile găsite pentru mira de bare obișnuită să se înscrie într-un tabel.

4.35(R). Să se reprezinte semnalul complex CVBS-SECAM pentru mira de bare în culori, cu barele dispuse în ordinea descrescătoare a strălucirilor.

Reprezentarea se va face pe două linii succesive, corespunzătoare transmisiunii secvențiale a semnalelor D_R, respectiv D_B.

Decodoare

4.36(R). Să se determine analitic eroarea care afectează semnalul de crominanță în cazul corecției ce se efectuează în sistemul PAL de transmisiune în culori.

4.37(R). Să se arate schema-bloc a unui decodor PAL care asigură funcționarea după modul descris în răspunsul la problema 4.36.

4.38(R). Să se arate ce se întîmplă cu semnalele demodulate în cazul sistemului PAL, dacă apare o eroare de fază β pe lanțul de transmisiune.

4.39(R). Să se explice funcționarea decodorului PAL din figură, folosind o metodă analitică.

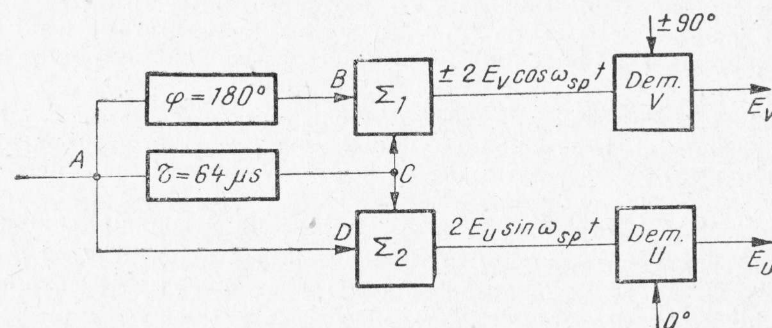
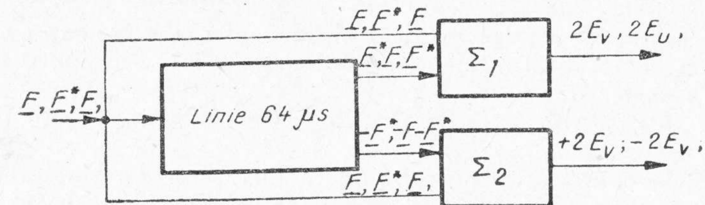


Fig. 4.39

4.40(R). Să se explice funcționarea decodorului PAL din problema 4.39 folosind o metodă fazorială.

4.41(R). Să se arate ce se întîmplă în cadrul decodorului PAL din figura 4.39 dacă semnalul E_C transmis este afectat de o eroare de fază β.

Fig. 4.42



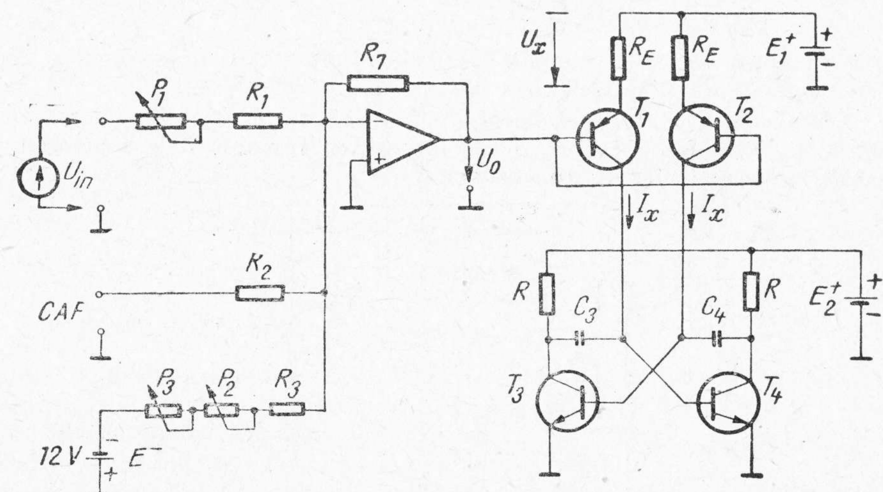
4.42. Se consideră decodorul PAL din figura 4.42. Aceasta este structura obișnuită de decodor din televizoarele care folosesc circuite integrate. Linia are două ieșiri în opoziție de fază. Se presupune că amplitudinile tensiunilor sînt egale în toate punctele.

Se cere să se explice funcționarea fără și în prezența erorilor de fază.

Circuite pentru TVC

4.43(R). Se consideră un oscilator modulat în frecvență pentru un codor SECAM. Oscilatorul este realizat cu un circuit astabil format cu tranzistoarele T_3 și T_4 din figura 4.43. Condensatoarele de temporizare sînt C_3 și C_4. În locul rezistențelor care asigură în mod obișnuit valorile constantelor de timp care determină cele două porțiuni ale perioadei de oscilație, se folosesc două generatoare de curent realizate cu două tranzistoare T_1 și T_2.

Fig. 4.43



Curenţii injectaţi de generatoare sînt comandaţi de la ieşirea unui sumator realizat cu un amplificator operaţional la intrarea căruia se introduc:

— semnalul de *VF* de modulaţie D'_R sau D'_B;

— o tensiune continuă *E* reglabilă manual pentru reglajul frecvenţei centrale de oscilaţie pe frecvenţele f_{OR} sau f_{OB};

— o tensiune de control automat al frecvenţei (*CAF*) pentru a menţine permanent frecvenţele centrale f_{OR} sau f_{Ob} într-un raport constant faţă de f_H, respectiv pe a 282-a sau a 272-a armonică a acesteia.

Se cere să se găsească relaţia care leagă frecvenţa de oscilaţie de tensiunea de intrare de *VF*, U_{in}.

4.44(R). Se consideră schema din figura 4.44, care reprezintă amplificatoarele de diferenţă de culoare dintr-un codor SECAM, în care se introduc şi semnalele dinte de ferăstrău pentru a obţine pe durata 9*H* din timpul stingerii pe verticală semnalele de identificare. Să se explice amplificarea şi, ţinîndu-se seama de caracteristicile sistemului SECAM, să se calculeze amplificările şi reţelele *RC*.

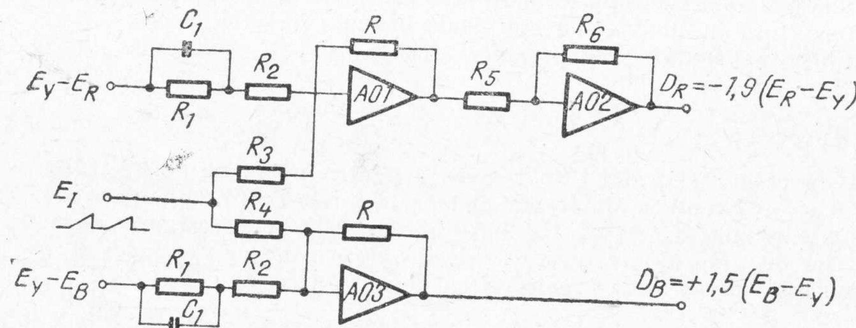


Fig. 4.44

4.45(R). Se consideră circuitul din figura 4.45, care trebuie să asigure realizarea accentuării în *IF*, adică a curbei anticlopot pentru componentele semnalului de crominanţă. Să se găsească condiţiile de dimensionare.

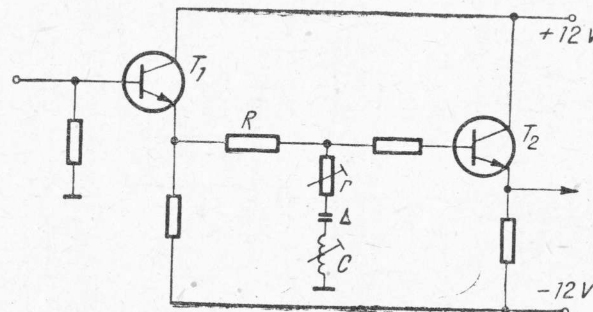


Fig. 4.45

4.46(R). Se dă schema-bloc din figura 4.46. Să se arate că folosind defazajele considerate pentru semnalele cu pulsațiile ω_1 și ω_2, corespunzătoare subpurtătoarei f_{sp} respectiv cadrelor $f_V/2$, la intrările celor două multiplicatoare analogice X_1 și X_2, se va obține la ieșirea de pe sarcina comună a multiplicatoarelor (Σ) offsetul de $f_V/2$, respectiv $\omega_1 - \omega_2$ adică $f_{sp} - f_V/2$.

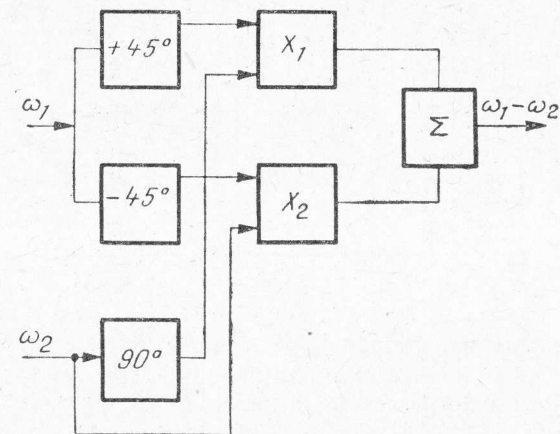


Fig. 4.46

4.47(R). Dacă în schema-bloc din figura 4.46 se introduc defazaje de 0°, respectiv 90°, pentru ambele semnale, să se arate care este frecvența semnalului obținut la ieșirea schemei din figura 4.47.

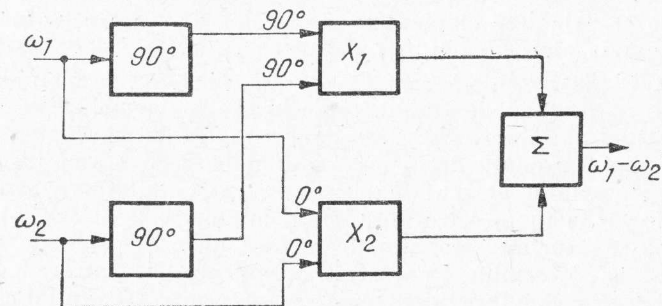


Fig. 4.47

4.48(R). Ținînd seama de problemele 4.25 ; 4.26 ; 4.46 ; 4.47, să se imagineze o schemă-bloc de generator de subpurtătoare PAL care să aibă ieșiri de frecvențele f_{sp} (pentru codorul PAL) și f_H (pentru aservirea sincrogeneratorului).

4.49(R). Se consideră oscilatorul cu cuarț din figura 4.49. Se cere :

a) să se explice modul în care se obține reacția pozitivă necesară amorsării și întreținerii oscilațiilor ;

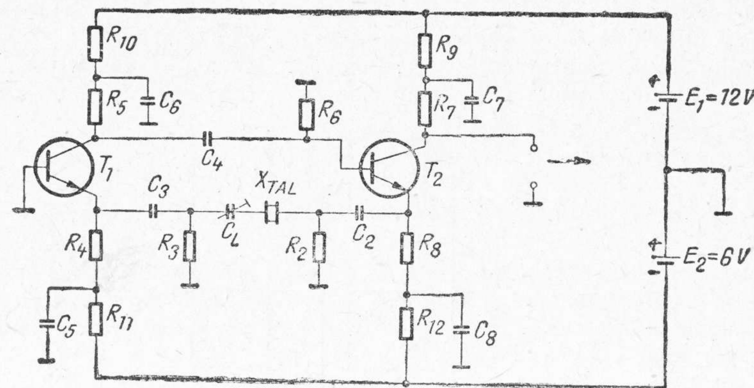


Fig. 4.49

b) să se facă schema echivalentă a rețelei de reacție și, ținînd cont că $\underline{Z}$ este pur rezistiv la rezonanță, să se deducă expresia impedanței în funcție de frecvența normată $\Omega = \omega^2 L_1 C_1$ și să se calculeze valorile acestei frecvențe și a impedanței. Se cunosc parametrii rezonatorului cu cuarț ;

c) să se calculeze amplificarea pe buclă la semnal mic, la frecvența de autooscilație și să se determine valoarea rezistenței $R_L = \dfrac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}$ pentru o amplificare inițială pe buclă egală cu 2, ceea ce asigură autoamorsarea oscilațiilor ;

d) să se calculeze elementele circuitelor de polarizare în curent continuu ;

e) cum se aleg capacitățile de acord C_L și cele de cuplaj și de decuplare ?

4.50(R). Se consideră schema din figura 4.50, care reprezintă un circuit avînd funcțiile de separare, limitare de amplitudine și filtrare a armonicilor subpurtătoarei de culoare. Acesta este destinat să asigure formarea unor semnale de frecvența subpurtătoarei, cu o lege de variație cît mai apropiată de forma sinusoidală și cu o amplitudine care să fie independentă de nivelul semnalului obținut la ieșirile a două oscilatoare care generează subpurtătoarea : cu offset de $f_H/2$ sau $f_H/4$, corespunzînd sistemelor PAL (B, G), respectiv NTSC (*B*, *G*).

a) Să se exprime semnalul de intrare $u_i(t)$.

b) Să se determine elementele repetorului de intrare cu T_1.

c) Să se explice funcționarea amplificatorului diferențial cu T_2 și D și să se găsească valoarea fundamentalei pulsurilor de curent i_{C2}, ca și valorile elementelor circuitului pe baza cărora se poate deduce amplitudinea fundamentalei tensiunii la ieșire.

4.51(R). Se cere să se realizeze schema unui circuit de interfațare pentru obținerea semnalului dreptunghiular de frecvență (f_{sp} — 25 Hz), compatibil cu nivelele logice *TTL* din lanțul de divizare care urmează într-un generator de subpurtătoare. Acest lanț de divizare trebuie să dea la ieșire un semnal avînd frecvența f_H. De asemenea, se cere să se determine valorile elementelor schemei.

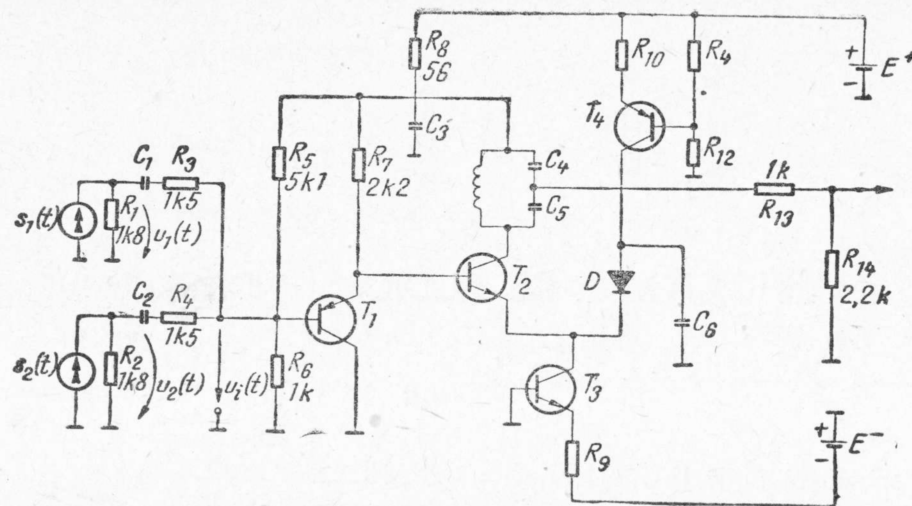


Fig. 4.50

4.52(R). Să se arate structura circuitelor pentru obţinerea unor defazaje de $\pm 45°$ la frecvenţa subpurtătoare f_{sp}, aşa cum sînt necesare la intrarea modulatoarelor echilibrate realizate cu multiplicatoare analogice care, într-un generator de subpurtătoare, realizează offset-ul de $f_{sp} - f_V/2$.

4.53(R). Să se arate o structură posibilă de circuit defazor pentru a realiza un defazaj de 90° între două semnale la o anumită frecvenţă. Să se explice funcţionarea şi să se dea expresia defazajului.

4.54(R). Să se realizeze un divizor de frecvenţă cu 227 folosind circuite integrate. Acesta este necesar pentru o treaptă de divizare în lanţul de la generatorul de f_{sp} la ieşirea f_H pentru aservirea sincrogeneratorului.

4.55(R). Să se realizeze un divizor de frecvenţă cu 567 folosind circuite de numărare de tip CDB 490.

5. AMPLIFICATOARE DE AUDIO ŞI VIDEOFRECVENŢĂ

BREVIAR

● Dispozitivul activ la nivel mic

Funcţionarea la nivel mic se caracterizează prin posibilitatea de modelare a elementului activ printr-o schemă echivalentă liniarizată.

● Pentru *tranzistorul în conexiune emitor comun, schema echivalentă cu parametri hibrizi h* este reprezentată în figura 1, parametrii corespunzînd punctului static de funcţionare. Schema este utilă la frecvenţe mai mici ca $f_\beta = f_T/h_{21}$, în care f_T este frecvenţa de tranziţie.

● *Schema echivalentă Giacoletto simplificată* este reprezentată în figura 2. Se pot admite următoarele aproximaţii :

$$r_1 \cong h_{11} \cong \frac{h_{21}}{g_m}\ ;\ g_m \cong 35|I_{C0}|\ ;\ r_2 \cong k/h_{22}\ ;$$

$$k = \begin{cases} 1 \text{ pentru } R_g \geqslant h_{11}; \\ 2 \text{ pentru } R_g < h_{11}, \end{cases} \qquad (1)$$

în care :

I_{C0} este componenta medie a curentului de colector ;
R_g — rezistenţa internă a generatorului de semnal conectat la intrarea tranzistorului.

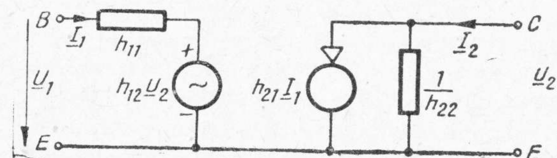


Fig. 1

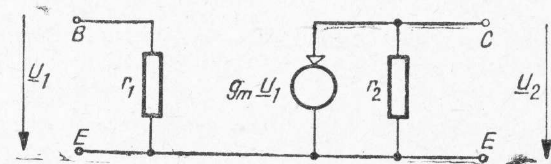


Fig. 2

● Amplificatorul de audiofrecvență la nivel mic

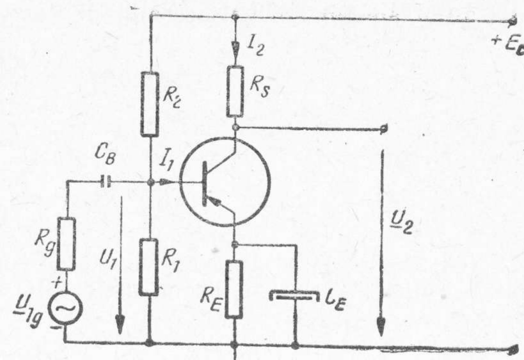


Fig. 3

Schema unui etaj amplificator este reprezentată în figura 3.

● *În domeniul frecvențelor medii* sînt valabile relațiile

$$R_{intr} = \frac{h_{11} + \Delta h R_S}{1 + h_{22} R_S}; \quad R_{ieș} = \frac{h_{11} + R_{ge}}{\Delta h + h_{22} R_{ge}};$$

$$\frac{1}{R_{ge}} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2};$$

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{h_{21}}{\dfrac{h_{11}}{R_S} + \Delta h}; \quad \underline{A}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_s};$$

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}; \tag{2}$$

● *În domeniul frecvențelor înalte* tranzistorul în conexiune emitor comun are *schema echivalentă simplificată* reprezentată în figura 4, pentru care

$$r_{bb'} \cong 50\ \Omega; \quad C \cong C_{b'e} + g_m R_S C_{b'c};$$

$$h_{11} = r_{bb'} + r_{b'e}; \quad f_S = 1/2\pi\, C_{b'e} r_{b'e}. \tag{3}$$

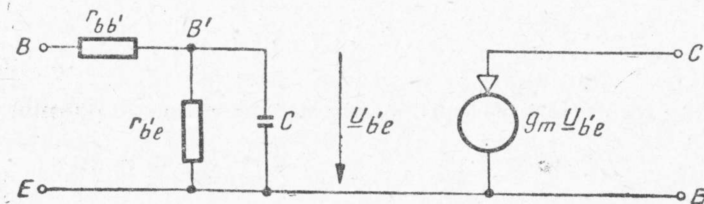
În domeniul frecvențelor înalte *amplificarea etajului* este

$$\underline{A}_s(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_S}}; \quad \omega_S = 2\pi f_S = \frac{1}{CR''}$$

$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{R_g + r_{bb'}}, \tag{4}$$

în care f_S este *frecvența limită superioară*.

Fig. 4



● *În domeniul frecvențelor joase*, dacă decuplarea rezistenței din emitor se consideră ideală, dat fiind efectul condensatorului de cuplaj C_B *amplificarea* are expresia

$$\underline{A}_j(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \frac{\omega'_j}{j\omega}} ;\quad \omega'_j = 2\pi f'_j = \frac{1}{C_B R''_g} ;$$

$$R''_g = R_g + \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} ;\quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (5)$$

Tot în domeniul frecvențelor joase, presupunînd condensatorul de cuplaj C_B de capacitate suficient de mare, datorită efectului condensatorului de decuplare C_E din emitor amplificarea are expresia

$$\underline{A}_j(j\omega) \cong \frac{A_0}{1 + \frac{\omega''_j}{j\omega}} ;\quad \omega''_j = 2\pi f''_j = \frac{1}{C_E R'_E} ;$$

$$R'_E = \frac{R_E(h_{11} + R_{ge})}{h_{11} + R_{ge} + (h_{21} + 1) R_E} ;\quad \frac{1}{R_{ge}} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}. \qquad (6)$$

Frecvența limită inferioară este f_j, egală cu cea mai mare dintre frecvențele f'_j și f''_j.

● Amplificatorul de videofrecvență la nivel mic

● *Amplificatoarele de videofrecvență necorectate* sînt amplificatoare cu cuplaj RC, conectate în cascadă, avînd rezistența de sarcină de valoare redusă. Dacă amplificatorul este realizat cu n etaje identice, fiecare avînd amplificarea în domeniul frecvențelor medii A_0 și frecvența limită superioară f_S, frecvența limită superioară f_{Sn} corespunzătoare întregului amplificator este

$$f_{Sn} = f_S(2^{1/n} - 1)^{1/2}. \qquad (7)$$

● *Amplificatoarele de videofrecvență corectate* au sarcină complexă. Alegerea corectă a elementelor sarcinii permite realizarea unei frecvențe limită superioară mai mare. Pătratul modulului amplificării *în domeniul frecvențelor înalte*, poate fi pus sub forma

$$|\underline{A}_s(j\omega)|^2 = A_0^2 \frac{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \ldots}{1 + b_2\omega^2 + b_4\omega^4 + \ldots}. \qquad (8)$$

Dimensionarea optimă necesită îndeplinirea relațiilor

$$a_2 = b_2 ;\ a_4 = b_4, \ldots \qquad (9)$$

În domeniul frecvențelor joase, în condițiile utilizării circuitelor de corecție, pătratul modulului amplificării poate fi pus sub forma

$$|\underline{A}_j(j\omega)|^2 = A_0^2 \frac{1 + a_2' \dfrac{1}{\omega^2} + a_4' \dfrac{1}{\omega^4} + \dots}{1 + b_2' \dfrac{1}{\omega^2} + b_4' \dfrac{1}{\omega^4} + \dots}. \qquad (10)$$

Condițiile de optimizare sînt

$$a_2' = b_2'\,;\ a_4' = b_4', \dots \qquad (11)$$

Reacția în amplificatoare

- *Reacția* poate fi *de tensiune* sau *de curent*, după cum tensiunea de reacție aplicată la intrare este proporțională cu tensiunea sau cu curentul de la ieșire.
- *Reacția* poate fi *serie* sau *derivație*, după cum tensiunea de reacție se aplică la intrare în serie cu tensiunea semnalului sau în derivație.
- *Amplificatorul cu reacție în serie la intrare* este reprezentat în figura 5 în cele două variante: cu reacție de tensiune (fig. 5, *a*) și cu reacție de curent (fig. 5, *b*).
- *Amplificatorul cu reacție în derivație la intrare* este reprezentat în figura 6 în cele două variante: cu reacție de tensiune (fig. 6, *a*) și cu reacție de curent (fig. 6, *b*).

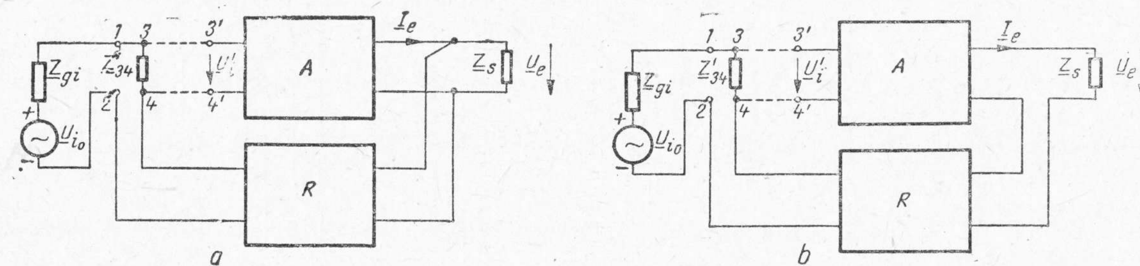


Fig. 5

- *Schemele echivalente ale amplificatoarelor cu reacție* au configurația din figura 7 pentru cazul reacției în serie la intrare și din figura 8 pentru cazul reacției în derivație. Reprezentările sînt date pentru reacția de tensiune. Notațiile utilizate în aceste scheme sînt:

$\underline{Z}_{34}'$ — impedanța de intrare a amplificatorului văzută dinspre bornele $3'-4'$;
$\underline{U}_{i0}$ — tensiunea în gol a generatorului de semnal;
$\underline{Z}_{gi}$ — impedanța internă a generatorului de semnal;

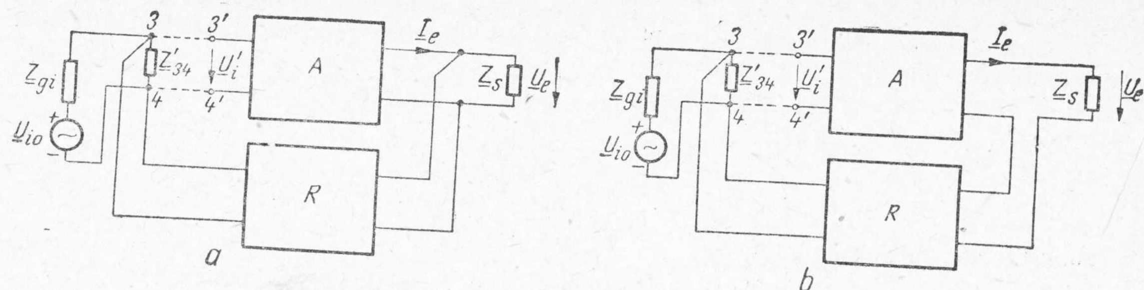


Fig. 6

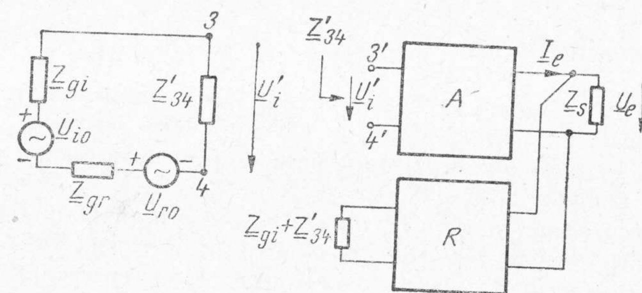


Fig. 7

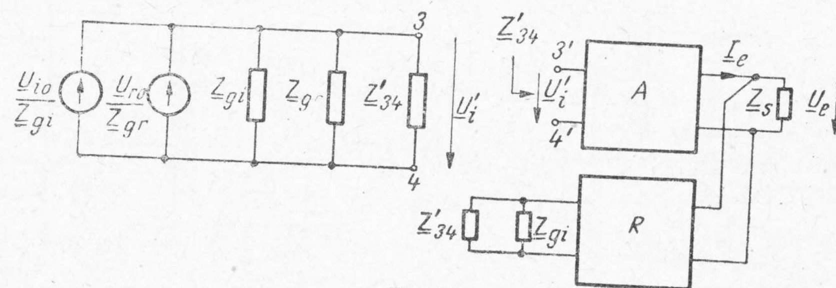


Fig. 8

$\underline{U}'_i$ — tensiunea la bornele impedanței $\underline{Z}'_{34}$;

$\underline{U}_{r0}$ — tensiunea generatorului echivalent la ieșirea rețelei de reacție, în condițiile în care la bornele $3'-4'$ s-a aplicat tensiunea $\underline{U}'_i$;

$\underline{Z}_{gr}$ — impedanța internă a generatorului echivalent de mai sus;

$\underline{U}_e$ — tensiunea la ieșire;

$\underline{I}_e$ — curentul la ieșire;

$\underline{U}_i$ — tensiunea care rezultă la bornele impedanței $\underline{Z}'_{34}$ datorită generatorului de semnal (bucla de reacție deschisă : $\underline{U}_{i0} \neq 0$ și $\underline{U}_{r0} = 0$) :

$\underline{U}_r$ — tensiunea care rezultă la bornele impedanței $\underline{Z}'_{34}$ datorită generatorului echivalent rețelei de reacție (bucla de reacție deschisă : $\underline{U}_{i0} = 0$, $\underline{U}_{r0} \neq 0$).

• Cu aceste notații *se definesc următoarele mărimi* :

$\underline{\beta} = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_e}$ — factorul de transfer al rețelei de reacție R, în cazul reacției de tensiune ;

$\underline{\alpha} = \frac{\underline{U}_r}{\underline{I}_e}$ — funcția de transfer a rețelei de reacție R, în cazul reacției de curent (de dimensiunea unei impedanțe) ;

$\underline{A} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}'_i}$ — amplificarea cu bucla de reacție deschisă :

$\underline{A}_r = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_i}$ — amplificarea cu bucla de reacție închisă (amplificarea este raportată la tensiunea de intrare între bornele $3'-4'$).

• Pentru amplificatorul cu reacție, *amplificarea* este :

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{A}\underline{\beta}'} \tag{12}$$

în care pentru reacția de tensiune $\underline{\beta}' = \underline{\beta}$, iar pentru reacția de curent $\underline{\beta}' = \underline{\alpha}/\underline{Z}_S$.

Mărimea $\underline{W} = \underline{A}\underline{\beta}'$ se numește *factor de reacție*. Reacția este pozitivă dacă $|1 - W| < 1$ și negativă dacă $|1 - \underline{W}| > 1$.

• *Reacția negativă* are următoarele *efecte* :

— reduce distorsiunile amplificatorului de $|1 - \underline{W}|$ ori ;

— uniformizează variația amplificării cu frecvența, crescînd frecvența limită superioară și scăzînd frecvența limită inferioară cu factorul $|1 - \underline{W}|$;

— modifică impedanța de intrare a amplificatorului prin multiplicarea cu $(1 - \underline{W})$ la reacția în serie cu intrarea și prin divizare la $(1 - \underline{W})$ pentru reacția în derivație cu intrarea ;

— modifică impedanța de ieșire a amplificatorului prin divizare la $(1 - \underline{W})$ pentru reacția de tensiune și prin multiplicare cu $(1 - \underline{W})$ la reacția de curent.

Amplificatorul de audiofrecvență de putere

• Schema de principiu a unui *amplificator de putere cu tranzistor lucrînd în clasă A* este reprezentată în figura 9.

S-au notat cu n_1 și n_2 numărul de spire al înfășurărilor din primar respectiv secundar, iar cu r_1 și r_2 rezistențele înfășurărilor transformatorului.

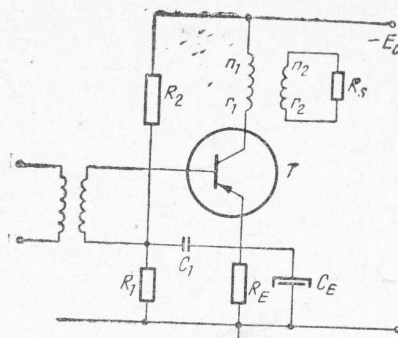


Fig. 9

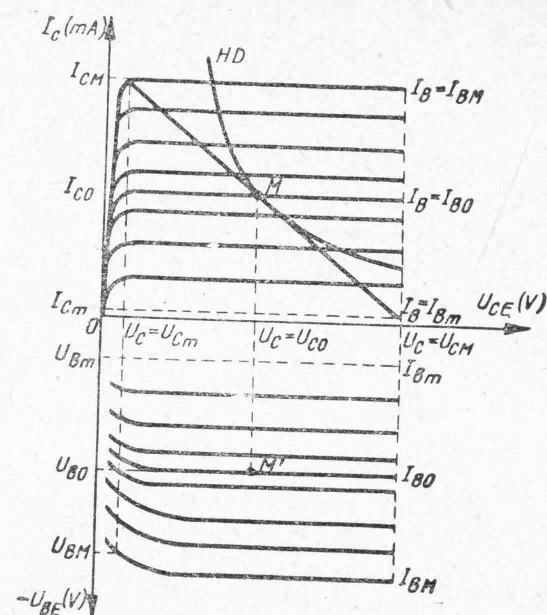


Fig. 10

Punctul static de funcționare și *rezistența de sarcină* se aleg astfel încît dreapta de sarcină să se situeze sub hiperbola de disipație maxim admisibilă (conform fig. 10).

Rezistența de sarcină a tranzistorului R_c este:

$$R_C = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_S \; ; \; R_C = \frac{U_{C0} - U_{Cm}}{I_{CM} - I_{C0}}. \tag{13}$$

Bilanțul puterilor este următorul:

— puterea absorbită

$$P_a = U_{C0} I_{C0} + (r_1 + R_E) I_{C0}^2 ; \tag{14}$$

— puterea utilă

$$P_u = \frac{1}{2} (U_{C0} - U_{Cm})(I_{CM} - I_{C0}). \tag{15}$$

Din caracteristicile $U_{BE} = f(U_{CE})$ cu I_B parametru (v. fig. 10) se obțin *mărimile caracteristice de intrare*:

— puterea absorbită la intrare

$$P_{intr} = \frac{(I_{BM} - I_{Bm})(U_{BM} - U_{Bm})}{8} ; \tag{16}$$

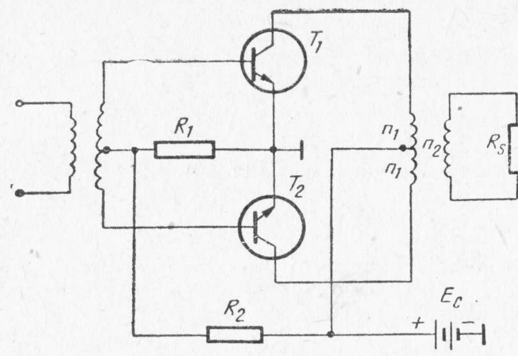


Fig. 11

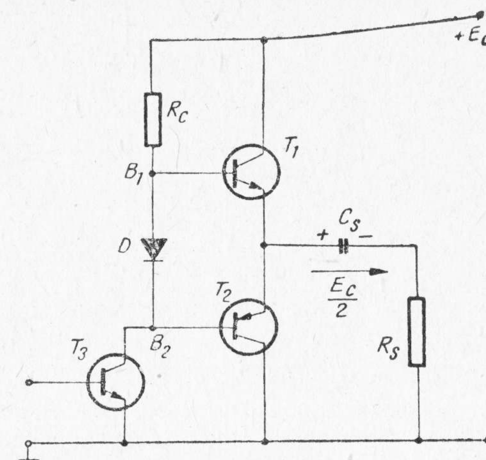


Fig. 12

— rezistența medie de intrare

$$R_{intr} = \frac{U_{BM} - U_{Bm}}{I_{BM} - I_{Bm}}. \tag{17}$$

● Schema de principiu a unui *amplificator de putere în contratimp cu tranzistoare funcționînd în clasa B* echipat cu transformator de ieșire este reprezentată în figura 11.

Elementele de polarizare se aleg astfel încît curentul de colector să aibă o valoare mică (I_{C0}), dar diferită de zero cînd nu există semnal.

Dreapta de sarcină trebuie să asigure o utilizare bună a tensiunii de alimentare: $U_{CM} = \xi E_C$ ($\xi = 0,9\ldots 1$). *Rezistența de sarcină* a unui tranzistor este

$$R_C = \frac{U_{CM}}{I_{CM} - I_{C0}} \cong \frac{E_C}{I_{CM}}. \tag{18}$$

Bilanțul puterilor este următorul:

— puterea absorbită (de ambele tranzistoare)

$$P_a = \frac{2E_C I_{CM}}{\pi}; \tag{19}$$

— puterea utilă (maximă)

$$P_{uM} = \frac{1}{2} I_{CM} \xi E_C. \tag{20}$$

● O schemă simplă de *amplificator în contratimp cu simetrie complementară*, la care nu mai sînt necesare transformatoare, este reprezentată în figura 12. Dioda D asigură deschiderea inițială a tranzistoarelor T_1 și T_2 pentru funcționarea în clasa B.

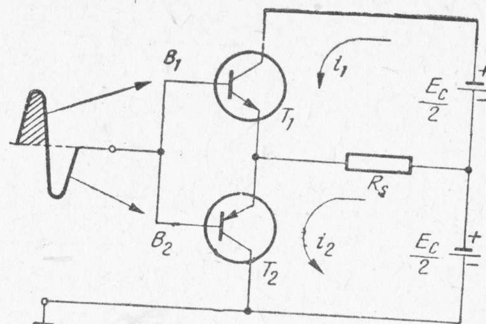


Fig. 13

Cu tranzistorul T_2 se realizează etajul excitator al etajului de putere.

În figura 13 este reprezentată *schema echivalentă simplificată* pentru analiza funcţionării etajului final: s-a ţinut seama de încărcarea condensatorului C la tensiunea $E_C/2$ şi s-a considerat tensiunea bază-emitor de deschidere a tranzistoarelor T_1 şi T_2 nulă (dat fiind efectul diodei D).

Tranzistoarele T_1 şi T_2 pot fi realizate prin combinaţii de două (dubleţi) sau trei tranzistoare (tripleţi), în care tranzistoarele de putere sînt de acelaşi tip (*pnp* sau *npn*).

ENUNŢURI

Dispozitivul activ la nivel mic

5.1. Pentru tranzistorul EFT 323 se cunosc parametrii h în punctul static de funcţionare $I_{C0} = -1$ mA, $U_{CE0} = -6$ V. Să se determine rezistenţele schemei din figură pentru a asigura acest punct static de funcţionare, dacă se alege curentul prin divizor $I_d = -1$ mA şi $U_{E0} = -2$ V.

5.2. Pentru schema din figură tranzistorul lucrează la un curent mediu $|I_{C0}| = 2$ mA. Ştiind că $h_{21} = 200$ şi că $r_2 \gg R_S$, să se reprezinte schema echivalentă a montajului.

5.3. Să se determine rezistenţa de intrare la un tranzistor în conexiune emitor comun care se caracterizează prin $h_{21} = 100$, dacă $|I_{C0}| = 0{,}5$ mA şi dacă $|I_{C0}| = 3$ mA.

5.4. Tranzistorul BC 109 în punctul static de funcţionare $I_{C0} = 2$ mA, $U_{CE0} = 5$ V are parametrii hibrizi: $h_{11} = 8{,}7$ kΩ; $h_{12} = 3 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 600$; $h_{22} = 60$ μS. Să se determine rezistenţele din schemă care asigură punctul static de funcţionare de mai sus, ştiind că $U_{E0} = 1$ V, $E_C = 12$ V şi $I_d = 1$ mA.

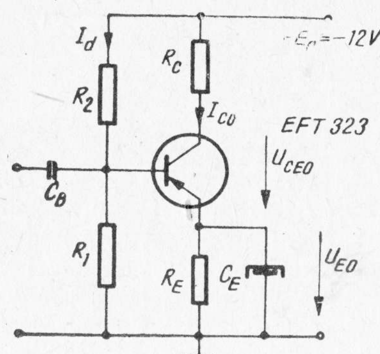


Fig. 5.1

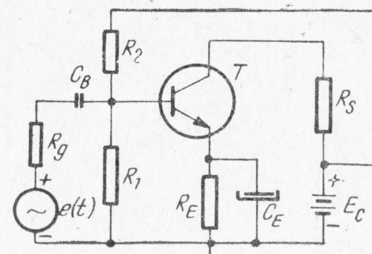


Fig. 5.2

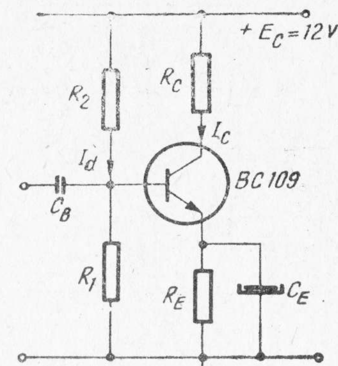


Fig. 5.4

Amplificatorul de audiofrecvență la nivel mic

5.5. Se consideră amplificatorul de audiofrecvență din figura 3 realizat cu tranzistorul BC 109, pentru care parametrii hibrizi sînt: $h_{11} = 8{,}7$ kΩ; $h_{12} = 3\cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 600$ și $h_{22} = 60$ μS. Cunoscînd $R_{ge} = 1$ kΩ și $R_S = 4{,}7$ kΩ, să se determine: amplificarea în tensiune, amplificarea în curent, impedanța de intrare în etaj și impedanța de ieșire.

5.6(R). Pentru un tranzistor avînd $h_{21} = 200$ curentul de polarizare este $|I_{C0}| = 2$ mA. Cunoscînd rezistența de sarcină $R_S = 5$ kΩ, să se determine amplificarea sa în tensiune și frecvența sa limită superioară dacă generatorul utilizat are rezistența internă $R_g = 2$ kΩ, iar $C = 900$ pF.

5.7. Un amplificator de audiofrecvență este echipat cu un tranzistor avînd frecvența de tranzitie $f_T = 70$ MHz, capacitatea $C_{b'c} = 6$ pF și $h_{21} = 50$. Dacă curentul de polarizare este $|I_{Co}| = 2$ mA și $R_g = 600$ Ω, iar $R_S = 2$ kΩ, să se determine frecvența limită superioară.

5.8. Cu un tranzistor avînd frecvența de tranziție $f_T = 70$ MHz, capacitatea $C_{b'c} = 6$ pF și $h_{21} = 50$ se realizează un amplificator de audiofrecvență care are frecvența limită superioară 500 kHz. Știind că în punctul mediu de funcționare $|I_{C0}| = 3$ mA și că generatorul aplicat are rezistența internă $R_g = 1$ kΩ, să se determine valoarea rezistenței de sarcină R_S și amplificarea în tensiune realizată.

5.9. Să se determine condensatorul de decuplare C_E din emitorul unui amplificator de audiofrecvență pentru care frecvența limită inferioară este $f_j'' = 30$ Hz, dacă $h_{11} = 2$ kΩ, $h_{21} = 100$, $R_g = 1$ Ω, $R_1 = 3$ kΩ, $R_2 = 15$ kΩ, $R_E = 500$ Ω.

5.10. Să se determine frecvența limită inferioară f_j'' a unui amplificator de audiofrecvență echipat cu un tranzistor avînd $h_{21} = 200$, curentul mediu de colector $|I_{Co}| = 2$ mA.

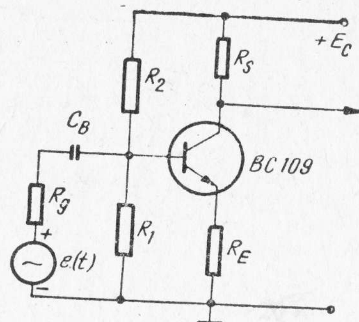


Fig. 5.13

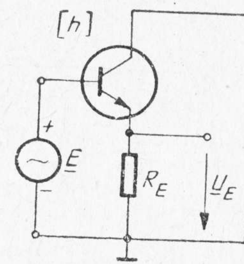


Fig. 5.14

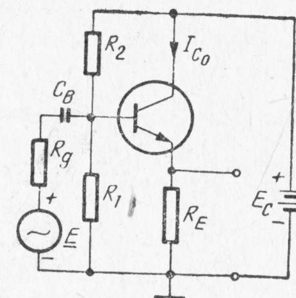


Fig. 5.16

Se cunosc de asemenea rezistența $R_g = 600\ \Omega$ ($R_g \ll R_1$, $R_g \ll R_2$), condensatorul de decuplare cu capacitatea $C_E = 100\ \mu F$ și rezistența din emitor $R_E = 1\ k\Omega$.

5.11. Să se determine valoarea condensatorului de decuplare din bază C_B care asigură frecvența limită inferioară $f_i' = 30$ Hz, știind $R_g = 1\ k\Omega$, $R_1 = 3\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$, $h_{21} = 100$ și $|I_{C0}| = 2$ mA.

5.12(R). La un amplificator de audiofrecvență echipat cu un tranzistor avînd $h_{21} = 100$ și curentul mediu de colector $|I_{C0}| = 2$ mA se cunosc valorile elementelor: $R_g = 1\ k\Omega$, $R_1 = 3\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$, $R_E = 1\ k\Omega$, $C_E = 100\ \mu F$, $C_B = 10\ \mu F$. Care este frecvența limită inferioară?

5.13(R). Se consideră etajul amplificator de audiofrecvență din figură (tranzistor BC 109) pentru care se cunosc $h_{21} = 200$, $R_E = 300\ \Omega$, $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_2 = 50\ k\Omega$, $R_g = 1\ k\Omega$, $E_C = 12$ V și $C_B = 20\ \mu F$. Care este frecvența limită inferioară?

5.14. Se consideră repetorul pe emitor reprezentat în figură. Cunoscînd parametrii hibrizi h, să se determine amplificarea în tensiune și impedanța de ieșire cu intrarea în scurtcircuit.

5.15. Să se determine amplificarea în tensiune a unui repetor pe emitor pentru care tranzistorul avînd $h_{21} = 200$ lucrează la curentul mediu $|I_{C0}| = 2$ mA. Rezistența din emitor este $R_E = 1\ k\Omega$.

5.16. Care este rezistența de ieșire a unui repetor pe emitor echipat cu un tranzistor avînd $h_{21} = 200$, dacă lucrează la curentul mediu $|I_{C0}| = 3$ mA, rezistența generatorului este $R_g = 1\ k\Omega$, și rezistența din emitor $R_E = 1\ k\Omega$. (Se consideră $R_1 \gg R_g$, $R_2 \gg R_g$, condensatorul C_B de reactanță neglijabilă și $R_g \ll 1/h_{22}$).

Amplificatorul de videofrecvență la nivel mic

5.17. Cele două etaje identice care realizează un amplificator de videofrecvență au fiecare frecvența superioară $f_s = 5$ MHz. Care este frecvența limită superioară a întregului amplificator?

5.18. Ce frecvență limită superioară trebuie să asigure fiecare dintre cele trei etaje identice componente ale unui amplificator de videofrecvență pentru ca frecvența limita superioară a amplificatorului să fie egală cu $f_{s3} = 6{,}4$ MHz?

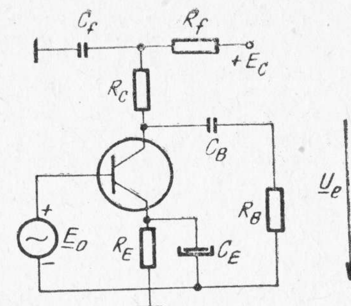


Fig. 5.19

5.19 (R). Se consideră etajul amplificator de videofrecvență din figură, corectat în domeniul frecvențelor joase prin introducerea grupului R_f, C_f. Presupunînd decuplarea perfectă a rezistenței din emitor, să se determine expresia amplificării în domeniul frecvențelor medii și joase. Pentru tranzistor se cunosc parametrii h_{11}, h_{21} și se consideră $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$.

5.20. Să se găsească relațiile care asigură optimizarea amplificării în domeniul frecvențelor joase pentru montajul analizat în problema 5.19.

5.21. Etajul amplificator de videofrecvență reprezentat în figură are capacitatea condensatorului din emitor astfel aleasă încît în domeniul frecvențelor medii rezistența din emitor nu este decuplată. Să se determine amplificarea în domeniul frecvențelor medii și înalte cunoscînd pentru tranzistor parametrii: $r_{b'e}$, C și g_m ($R_1 \gg R_g$, $R_2 \gg R_g$, $R'_B \gg R_C$).

5.22 (R). Expresia amplificării unui etaj amplificator de videofrecvență corectat în domeniul frecvențelor înalte este:

$$\underline{A}_s(j\omega) = A_0 \frac{1 + aj\omega}{1 + m(j\omega) + n(j\omega)^2}.$$

Să se arate că optimizarea comportării sale în domeniul frecvențelor înalte conduce la relația: $m^2 - 2n = a^2$. Cît este în aceste condiții frecvența limită superioară?

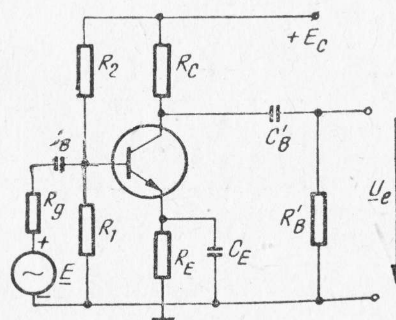


Fig. 5.21

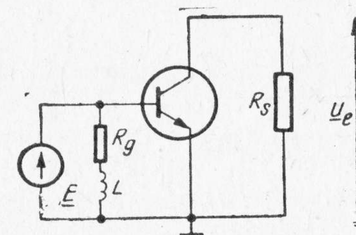


Fig. 5.24

5.23. Să se stabilească relațiile de optimizare pentru amplificatorul de videofrecvență analizat în problema 5.21, privind comportarea amplificării în domeniul frecvențelor înalte.

5.24 (R). În figură este reprezentată schema simplificată a unui etaj amplificator de videofrecvență corectat în domeniul frecvențelor înalte. Să se determine amplificarea U_e/E

în domeniul frecvențelor medii și înalte, cunoscînd parametrii tranzistorului $r_{bb'}$, $r_{b'e}$, $C_{b'e}$, $C_{b'c}$ și g_m. Care este relația de condiție care asigură comportarea optimă a amplificatorului la frecvențe înalte?

5.25. Pentru etajul amplificator de videofrecvență din problema precedentă se cunosc parametrii: $r_{bb'} = 50\ \Omega$, $r_{b'e} = 250\ \Omega$, $C_{b'c} = 5$ pF ($C_{b'e}$ se poate neglija), $g = g_m = 100$ mA/V, $R_s = R_g$, $A_0 = 781,25$. Să se determine R_g și L pentru comportarea optimă a etajului în domeniul frecvențelor înalte.

Reacția în amplificatoare

5.26. Unui amplificator avînd amplificarea $A = 400$ și distorsiunile $\delta = 5\%$ i se aplică o reacție negativă avînd ca efect reducerea distorsiunilor la 0,5%. Ce nivel de tensiune trebuie asigurat la intrare pentru a obține la ieșire o tensiune de amplitudine 1 V?

5.27. Un amplificator are frecvența limită superioară egală cu 20 kHz și amplificarea de 1 000. Se aplică o reacție negativă care reduce amplificarea la 500. Cît devine frecvența limită superioară?

5.28(R) Amplificatorul cu tranzistor din figură are aplicată o reacție serie de curent. Să se determine rezistența de intrare în montaj, cunoscînd h_{11}, h_{21} și admițînd $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$.

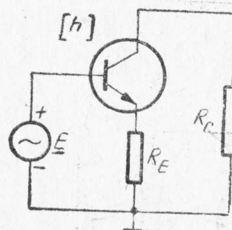


Fig. 5.28

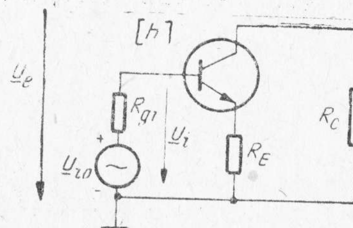


Fig. 5.29

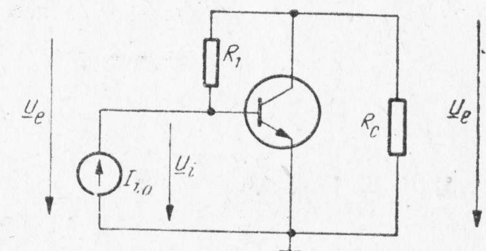


Fig. 5.30

5.29(R). Pentru amplificatorul cu tranzistor din figură să se determine amplificarea în tensiune $\underline{A}_r = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_i}$ și amplificarea $\underline{A}_{r0} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_{i0}}$. Se cunosc elementele schemei, curentul mediu de colector $|\underline{I}_{C0}|$ și parametrul h_{21}.

5.30. Amplificatorul cu tranzistor din figură are aplicată o reacție de tensiune în derivație cu intrarea. Să se determine rezistența de intrare în montaj cunoscînd elementele schemei, parametrii tranzistorului: h_{11}, h_{21}, $h_{12} = 0$, $h_{22} = 0$ și $R_1 \gg R_C$.

5.31. Să se determine amplificarea de tensiune $\underline{A}_{r0} = \underline{U}_e/\underline{U}_i$ a amplificatorului cu reacție din figura 5.30. Se cunosc elementele schemei, curentul mediu de colector $|\underline{I}_{C0}|$ și parametrul h_{21}.

5.32. Amplificatorul operațional β A 741 are în buclă deschisă amplificarea $2\cdot10^5$ și frecvența limită superioară 10 Hz. Să se reprezinte conectarea sa ca repetor și să se determine frecvența limită superioară realizată.

5.33(R). Amplificatorul operațional β A 741 are în buclă deschisă amplificarea $2\cdot10^5$, frecvența limită superioară 10 Hz și impedanța de ieșire la frecvența zero $Z_e = 75\ \Omega$. Să se determine pentru configurația din figură care este impedanța de ieșire și amplificarea realizată la frecvența zero ($R_I = 100\ \Omega$, $R_R = 10\ \text{k}\Omega$).

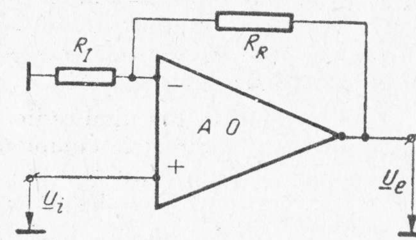


Fig. 5.33

Amplificatorul de audiofrecvență de putere

5.34. Un etaj amplificator de putere este realizat cu un tranzistor lucrînd în clasa *A*; transformatorul de ieșire avînd randamentul $\eta_T = 85\%$. Știind că, pentru obținerea unor distorsiuni mici, tensiunea minimă colector-emitor în timpul funcționării este egală cu 10% din tensiunea existentă în lipsa semnalului, iar curentul minim de colector este egal cu 10% din cel existent în lipsa semnalului, să se determine puterea disipată minimă necesară a fi acceptată de tranzistor pentru a se obține o putere în sarcină de 60 mW. Care este puterea disipată de tranzistor ?

5.35(R). Un etaj final lucrînd în clasă *A* realizează o putere utilă de 40 mW, amplificarea de putere obținută fiind de 900. Rezistența internă a generatorului echivalent aplicat la intrare este $R_g = 500\ \Omega$. Cunoscînd curentul de bază maxim absorbit de tranzistor $I_{BM} = 2{,}3$ mA, să se determine amplitudinea tensiunii și puterea pe care trebuie să o debiteze etajul prefinal, precum și rezistența de intrare a amplificatorului.

5.36. Un amplificator de audiofrecvență de putere tranzistorizat funcționează în clasă *A*, în punctul mediu de funcționare $I_{B0} = 1{,}2$ mA, $U_{CE_0} = 7{,}5$ V, $I_{C0} = 20$ mA. După trasarea dreptei de sarcină, pe caracteristici se obțin valorile maxime și minime ale tensiunilor și curenților : $I_{CM} = 35$ mA ; $I_{cm} = 2$ mA ; $I_{BM} = 2{,}3$ mA ; $I_{Bm} = 0{,}1$ mA ; $U_{CEm} = 1{,}8$ V ; $U_{CEM} = 13{,}8$ V ; $U_{BEM} = 0{,}3$ V ; $U_{BEm} = 0{,}15$ V.

Să se determine puterea utilă la semnal maxim, puterea disipată maximă, puterea necesară la intrare, rezistența de intrare și rezistența de sarcină a tranzistorului.

5.37. Un amplificator de audiofrecvență de putere în contratimp funcționînd în clasă *B* este alimentat de la o sursă $E_C = 6$ V, factorul de utilizare al tensiunii de alimentare fiind $\xi = 0{,}9$. Știind că trebuie realizată o putere utilă de 400 mW într-un difuzor de rezistență $R_d = 6\ \Omega$, să se determine raportul de transformare al transformatorului de ieșire, presupus ideal. Care este puterea absorbită de montaj ?

5.38(R). Un amplificator de audiofrecvență de putere în contratimp, funcționînd în clasă B, are transformatorul de ieșire cu un randament $\eta_T = 0{,}8$ și raportul dintre numărul total de spire al primarului și numărul de spire al secundarului egal cu 7. Rezistența de sarcină este formată dintr-un difuzor avînd rezistența $R_s = 5\ \Omega$. Dacă bateria folosită pentru alimentare este de tensiune $E_C = 9$ V, să se determine puterea utilă maximă, puterea absorbită și randamentul global.

5.39. Etajul final al unui radioreceptor portabil este realizat după schema amplificatorului în contratimp cu simetrie complementară (fig. 12). Dacă difuzorul are rezistența $R_s = 8\ \Omega$ și tensiunea de alimentare este $E_C = 6$ V, să se determine puterea utilă maximă. Cît devine această putere dacă se înlocuiește difuzorul cu un altul avînd rezistența $R'_S = 4\ \Omega$?

5.40. Ce valoare trebuie să aibă condensatorul C_s al unui amplificator în contratimp cu simetrie complementară (fig. 12), pentru a asigura frecvența limită inferioară egală cu $f_j = 20$ Hz, știind că difuzorul are rezistența $R_s = 4\ \Omega$?

5.41(R). În practică, în locul diodei D din schema amplificatorului de putere reprezentat în figura 12 se utilizează dioda multiplicată realizată ca în figură. Să se determine tensiunea U_{CE} cunoscînd U_{BE} și rezistențele R_1 și R_2. Să se calculeze R_1 și R_2 știind $U_{CE} = 1{,}4$ V, $U_{BE} = 0{,}68$ V și curentul $I_D = 0{,}2$ mA prin divizorul R_1, R_2.

5.42. Etajul final al unui amplificator de audiofrecvență este realizat în contratimp cu simetrie complementară. Sarcina etajului este un difuzor de rezistență $R_s = 4\ \Omega$, iar tensiunea de alimentare $E_C = 40$ V. Să se determine puterea absorbită maximă, puterea utilă maximă și puterea disipată corespunzătoare.

5.43(R). Să se determine puterea disipată maximă pentru un etaj în contratimp cu simetrie complementară, dacă se cunosc tensiunea de alimentare E_C și rezistența de sarcină R_S. Să se aplice rezultatul obținut pentru datele din problema 5.42.

5.44. În figură sînt reprezentați doi dubleți, unul fără inversiune de polaritate (a) și altul cu inversiune de polaritate (b). Pentru tranzistoarele echivalente *npn* (a) respectiv *pnp* (b) să se determine parametrii h'_{11} și h'_{21}, neglijînd pentru tranzistoarele componente h_{12} și h_{22}.

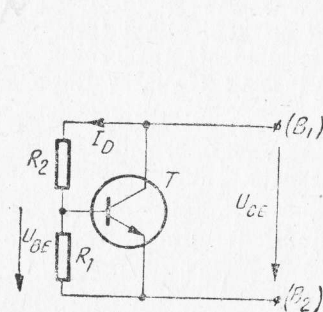


Fig. 5.41

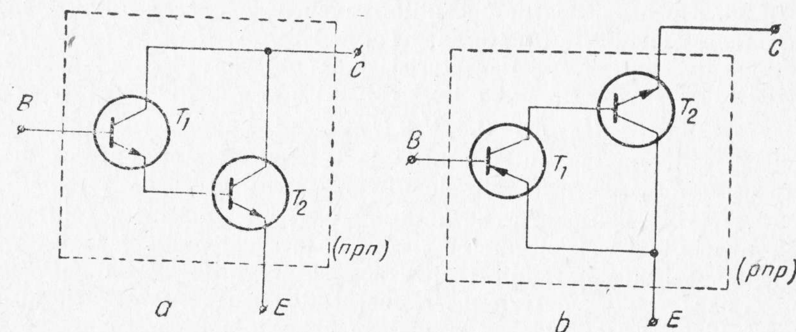


Fig. 5.44

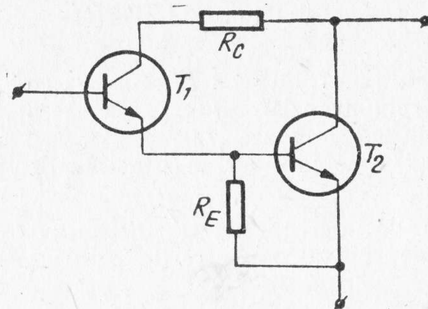


Fig. 5.45

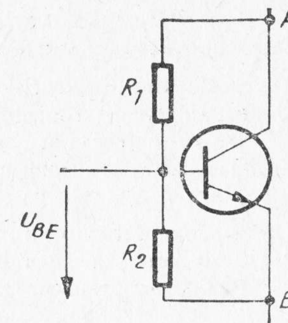


Fig. 5.46

5.45. La realizarea practică a unui dublet Darlington se introduc rezistențele R_C și R_E (fig. 5.45) de valori mici (47 – 150 Ω). Să se explice rolul lor.

5.46(R). Să se arate că montajul din figura 5.46 realizează între bornele A și B o tensiune care reprezintă un multiplu al tensiunii U_{BE}, care este tensiunea pe dioda corespunzătoare joncțiunii BE.

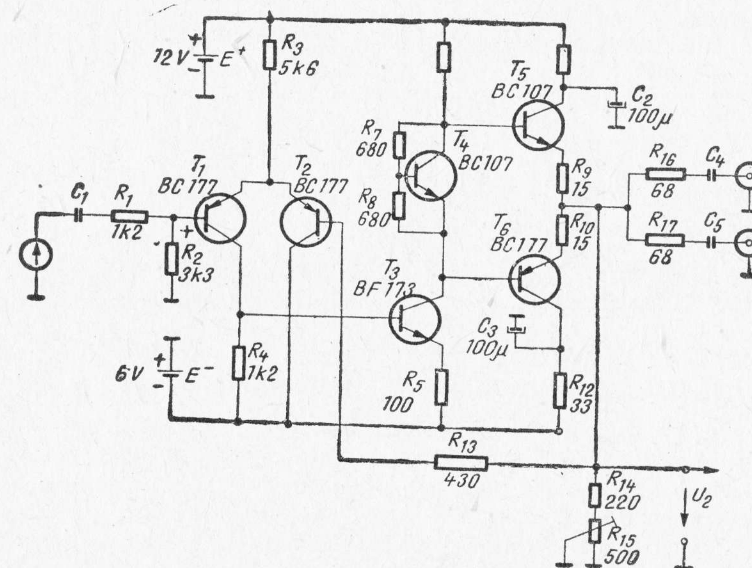


Fig. 5.47

Se cere să se determine variaţia cu temperatura a acestei tensiuni şi să se explice care este aplicaţia curentă a acestui montaj.

5.47(R). Se dă amplificatorul distribuitor din figura 5.47. Să se determine punctele statice de funcţionare ale tranzistoarelor, să se specifice rolul tranzistorului T_3, să se calculeze rezistenţa de intrare la frecvenţe medii şi valorile minimă şi maximă ale amplificării cu reacţie în funcţie de poziţia cursorului potenţiometrului R_{15}, considerînd amplificarea pe buclă suficient de mare.

5.48(R). Se consideră un amplificator corector de apertură de tip diferenţial (numit şi cosinusoidal). Se cere să se reprezinte formele de semnal la intrările şi la ieşirea corectorului, ca şi caracteristica de fază.

6. AMPLIFICATOARE SELECTIVE

BREVIAR

● Un etaj selectiv de amplificare are *schema de principiu* din figura 1, cuadripolul C avînd proprietăți selective. Deoarece rezistențele care amortizează cuadripolul C la intrare și la ieșire ar fi prea mici, se utilizează circuite cu priză la intrare și la ieșire, ele fiind reprezentate prin transformatoarele ideale Tr_1 și Tr_2 avînd rapoartele de transformare n_i și n_e:

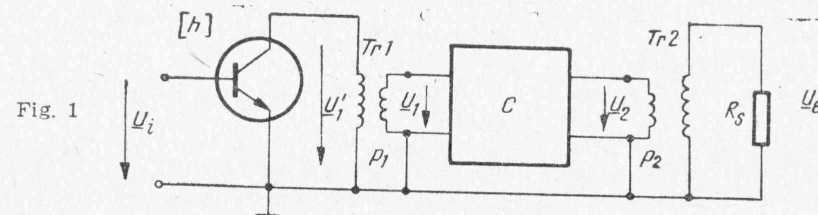


Fig. 1

$$n_i = U_1'/U_1\,; \quad n_e = U_e/U_2. \tag{1}$$

Rapoartele n_i și n_e sînt coeficienți de priză.

● *Schema echivalentă a amplificatorului* este reprezentată în figura 2, tranzistorul fiind caracterizat de parametrii h ($h_{12} = 0$). Dacă se elimină prizele, schema echivalentă are configurația din figura 3, *a*. Înglobînd în cuadripolul Γ rezistențele de la intrarea și ieșirea cuadripolului C, se obține schema echivalentă din figura 3, *b*.

● Dacă impedanța de transfer a cuadripolului Γ este

$$\underline{Z}_t(j\omega) = \underline{U}_2/\underline{I}_1, \tag{2}$$

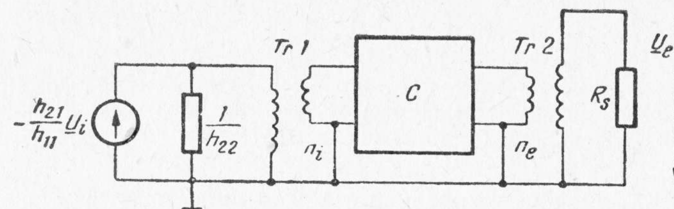


Fig. 2

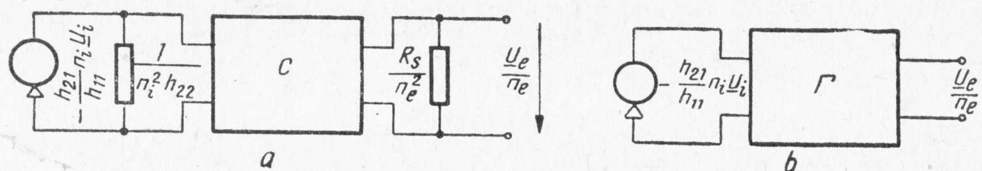


Fig. 3

atunci *amplificarea montajului* este

$$\underline{A}(\mathrm{j}\omega) = -\frac{h_{21}}{h_{11}}\, n_i n_e \underline{Z}_t(\mathrm{j}\omega). \tag{3}$$

● *Dacă cuadripolul* Γ *este un circuit derivație* cu factorul de calitate Q, frecvența de acord f_r și capacitatea condensatorului C, atunci :

— lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB este

$$B_{3\,\mathrm{dB}} = f_r/Q\,; \tag{4}$$

— amplificarea la frecvența de acord este

$$A_0 = \underline{A}(\mathrm{j}\omega_r) = -\frac{h_{21}n_i n_e Q}{2\pi f_r C h_{11}}\,. \tag{5}$$

● *Dacă cuadripolul* Γ *este un circuit cuplat derivație*, in care C_1 și C_2 sînt capacitățile de acord ale primarului respectiv secundarului circuitele fiind acordate pe aceeași frecvență f_r și factorii de calitate ai primarului respectiv secundarului fiind Q_1 și Q_2, atunci :

a) *la cuplajul de tranziție* $\left(g = \sqrt{\frac{b}{2}}\,;\ \ b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}\right)$

— lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB este

$$B_{3\,\mathrm{dB}} = \frac{f_r}{\sqrt{Q_1 Q_2}}\sqrt{1 + g^2}\,; \tag{6}$$

— amplificarea pe frecvența de rezonanță

$$\underline{A}_0 = \underline{A}(\mathrm{j}\omega_r) = \frac{-\mathrm{j}h_{21}n_i n_e g\sqrt{Q_1 Q_2}}{2\pi f_2\sqrt{C_1 C_2}(1 + g^2)h_{11}}\,; \tag{7}$$

b) *peste cuplajul de tranziţie:*

— lărgimea benzii de trecere în sens Cebîşev este

$$B_C = \frac{f_r}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{2} \sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}; \quad (8)$$

— neuniformitatea în bandă este

$$\eta = \frac{\sqrt{1 + g^2(b+2) - b^2/4}}{g^2 + 1}; \quad (9)$$

— amplificarea la frecvenţa de rezonanţă corespunde relaţiei (7), în care $g > \sqrt{\frac{b}{2}}$.

● Un *amplificator cu n etaje identice realizate cu circuit acordat derivaţie*, fiecare cu lărgimea benzii de trecere $B_{3\,dB}$ şi amplificarea A_0, are *amplificarea globală* A_{0n} şi *lărgimea benzii de trecere* $B_{n3\,dB}$:

$$A_{0n} = A_0^n; \quad B_{n3\,dB} = (2^{1/n} - 1)^{1/2} B_{3\,dB}. \quad (10)$$

● Un *amplificator cu n etaje identice realizate cu circuite cuplate la cuplajul de tranziţie*, fiecare cu amplificarea A_0 şi lărgimea benzii de trecere $B_{3\,dB}$, are *amplificarea globală* A_{0n} şi *lărgimea benzii de trecere* $B_{n3\,dB}$:

$$A_{0n} = A_0^n; \quad B_{n3\,dB} = (2^{1/n} - 1)^{1/4} B_{3\,dB}. \quad (11)$$

● Un *amplificator cu n etaje identice realizate cu circuite cuplate peste cuplajul de tranziţie*, fiecare cu amplificarea A_0, neuniformitatea în bandă η şi lărgimea benzii în sens Cebîşev B_C, are *amplificarea globală* A_{0n}, *neuniformitatea în bandă* η_n şi *lărgimea benzii în sens Cebîşev* B_{nC}:

$$A_{0n} = A_0^n; \quad \eta_n = \eta^n; \quad B_{nC} = B_C. \quad (12)$$

● *În cazul amplificatorului cu circuit acordat derivaţie, coeficienţii de priză* se aleg astfel încît

$$\frac{1}{h_{22} n^2} = \frac{R_S}{n_e^2}. \quad (13)$$

● *În cazul amplificatorului cu circuite cuplate coeficienţii de priză* pot fi aleşi astfel încît factorii de calitate ai primarului şi secundarului să rezulte egali. Dacă circuitele cuplate, lucrînd în gol, aveau factori de calitate egali, atunci coeficienţii de priză îndeplinesc relaţia (13).

● Dacă se ţine seama de capacitatea de reacţie C_p care apare între baza şi colectorul tranzistorului amplificator pentru ca performanţele determinate făcînd abstracţie de aceasta să fie valabile este necesar să se efectueze următoarele *verificări*:

— se determină rezistenţa R_{1e} la intrarea tranzistorului ($C_p = 0$);

— se determină rezistenţa R_{2e} la ieşirea tranzistorului ($C_p = 0$);

— se calculează modulul fazorului de reacţie:

$$T_s = \frac{h_{21}}{h_{11}} \omega_r C_p R_{1e} R_{2e}. \quad (14)$$

Este necesar ca

$$T_s \ll 1. \quad (15)$$

○ **Observație.** În cazul dimensionării unui amplificator selectiv cu tranzistoare, condiția (15) poate juca un rol important în stabilirea coeficienților de priză, deoarece rezistențele R_{1e} și R_{2e} la amplificatorul cu mai multe etaje depind de aceștia conform relațiilor

$$R_{1e} = n_e^2 \frac{Q_2}{\omega_r C_2}; \quad R_{2e} = n_i^2 \frac{Q_1}{\omega_r C_1}, \tag{16}$$

în care

— la utilizarea circuitelor cuplate Q_1 și Q_2 sînt factorii de calitate ai primarului, respectiv secundarului, iar C_1 și C_2 sînt capacitățile condensatoarelor de acord ale primarului, respectiv secundarului;

— la utilizarea circuitelor derivație $Q_1 = Q_2 = Q$, unde Q este factorul de calitate în sarcină al circuitului derivație, iar $C_1 = C_2 = C$, în care C este capacitatea condensatorului de acord.

ENUNȚURI

6.1(R). Un amplificator selectiv cu circuit acordat derivație are schema din figură. Se cunosc parametrii tranzistorului: $h_{11} = 5\ \text{k}\Omega$, $h_{12} = 0$, $h_{21} = 100$, $1/h_{22} = 50\ \text{k}\Omega$ și elementele de circuit $C_1 = 10$ nF, $C_2 = 1$ nF, $R_s = 1\ \text{k}\Omega$, $Q_0 = 100$, $(L_1 + M)/(L_1 + L_2 + 2M) = 0{,}9$ și $f_r = 0{,}8$ MHz. Să se determine lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB și amplificarea pe frecvența de rezonanță.

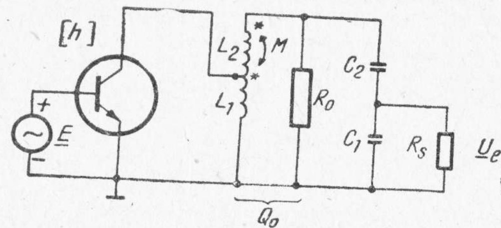


Fig. 6.1

6.2. Ce rezistență R_a trebuie montată în paralel cu circuitul acordat al amplificatorului din problema precedentă pentru ca lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB să se dubleze? Cît devine în acest caz amplificarea pe frecvența de acord?

6.3. Pentru etajul amplificator cu circuit derivație din figură se cunosc parametrii tranzistorului: $h_{11} = 5\ \text{k}\Omega$, $h_{21} = 200$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 30\ \text{k}\Omega$ și elementele de circuit $L_1 + L_2 + 2M = 25\ \mu$H, $Q_0 = 100$, $f_r = 1$ MHz, $R_s = 2\ \text{k}\Omega$. Să se determine coeficientul de priză $n_e = L_1 + M/L_1 + L_2 + 2M$ astfel încît amplificarea să fie maximă. Cît rezultă această amplificare și lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB?

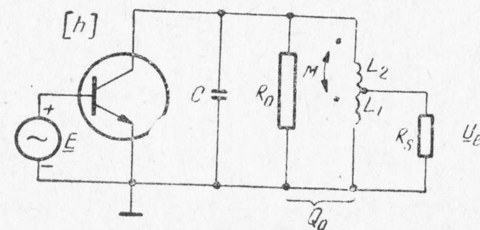


Fig. 6.3

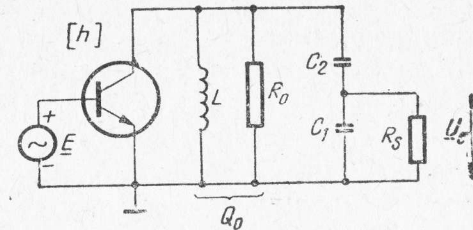


Fig. 6.4

6.4. Un amplificator selectiv cu circuit acordat derivaţie are sarcina conectată prin priză capacitivă ca în figură. Ştiind parametrii h ai tranzistorului ($h_{12} = 0$), factorul de calitate în gol al circuitului Q_0 capacitatea de acord $C_1C_2/(C_1 + C_2) = C$, frecvenţa de acord f_r şi rezistenţa de sarcină R_S, să se determine coeficientul de priză şi expresiile capacităţilor C_1 şi C_2 pentru a realiza o lărgime de bandă la o atenuare de 3 dB, B_{3dB}, dată. Care este expresia amplificării la frecvenţa de acord ?

6.5(R). Pentru proiectarea unui amplificator selectiv avînd schema din figura 6.1 se alege un tranzistor avînd parametrii h cunoscuţi ($h_{12} = 0$), se estimează valoarea factorului de calitate al bobinei Q_0 şi se alege capacitatea condensatorului de acord C. Se mai cunosc : rezistenţa de sarcină $R_S = h_{11}$ şi lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB, B_{3dB}. Urmărind obţinerea amplificării maxime care sînt valorile coeficienţilor de priză n_i şi n_e ? Să se determine şi expresia amplificării maxime realizate.

6.6. Să se determine elementele de circuit ale amplificatorului conform problemei 6.5 dacă se cunosc parametrii : $h_{11} = 2$ kΩ, $h_{21} = 100$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 20$ kΩ, $Q_0 = 100$, $C = 1$ nF, $R_S = h_{11}$, $B_{3dB} = 18$ kHz şi $f_r = 470$ kHz. Cît este amplificarea realizată ?

6.7(R). Cu un tranzistor avînd parametrii $h_{11} = 3$ kΩ, $h_{21} = 100$, $h_{12} = 0$ şi $1/h_{22} = 40$ kΩ se realizează un amplificator selectiv conform schemei din figura 6.4. Se ştie $Q_0 = 80$, $R_S = 2$ kΩ, $B_{3dB} = 100$ kHz şi $f_r = 5$ MHz şi se cere să se determine valoarea condensatorului de acord şi coeficientul de priză n_e pentru ca amplificarea rezultată să fie maximă. Ce valori au capacităţile C_1, C_2 şi amplificarea realizată ?

6.8. La un amplificator selectiv realizat cu trei etaje identice cu circuite derivaţie cu priză se cunosc parametrii tranzistoarelor $h_{11} = 5$ kΩ, $h_{21} = 100$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 30$ kΩ factorii de calitate în gol ai circuitelor acordate $Q_0 = 100$ rezistenţa de sarcină $R_S = h_{11}$, coeficienţii de priză $n_i = 0{,}77$, $n_e = 0{,}316$, frecvenţa de acord $f_r = 473$ kHz şi capacitatea condensatorului de acord $C = 1$ nF. Să se determine amplificarea şi lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB pentru întreg amplificatorul.

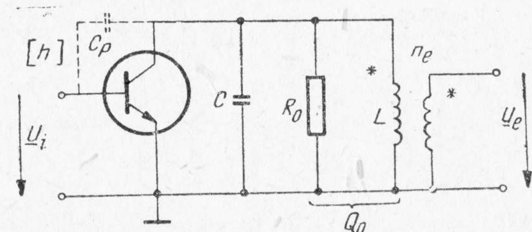


Fig. 6.10

6.9. Pentru amplificatorul din problema 6.8 se ştie că valoarea capacităţii condensatorului de reacţie este $C_p = 1$ pF. Să se determine valorile rezistenţelor R_{1e}, R_{2e} şi mărimea T_g. Amplificatorul realizează performanţele determinate în problema 6.8 ?

6.10. Un amplificator selectiv cu trei etaje dintre care unul este reprezentat în figură utilizează bobine cu factorul de calitate Q_0 şi tranzistoare cu parametrii $h_{11}=5$ kΩ, $h_{21}= 100$,

$h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 30$ kΩ, $C_p = 1$ pF. Cunoscînd frecvența centrală $f_r = 10{,}7$ MHz, lărgimea benzii de trecere a întregului amplificator la o atenuare cu 3 dB, $B = 200$ kHz, $R_S = h_{11}$ și $T_g = 0{,}1$, să se determine amplificarea globală rezultată.

6.11. Pentru amplificatorul din problema 6.10 se precizează $Q_0 = 100$. Care sînt valorile elementelor de circuit?

6.12(R). Un amplificator selectiv este format din trei etaje identice cu circuite acordate derivație, frecvența de acord fiind $f_r = 470$ kHz. Cît trebuie să fie lărgimea benzii de trecere a fiecărui etaj, dacă lărgimea benzii de trecere a întregului amplificator este $B_{n3\,dB} = 9$ kHz? De cîte ori scade amplificarea la o frecvență depărtată cu 9 kHz de cea de acord, față de amplificarea la frecvența de acord?

6.13. Un amplificator selectiv este realizat cu patru etaje identice cu circuite cuplate lucrînd la cuplajul de tranziție. Să se determine lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB ce trebuie asigurată pentru fiecare etaj astfel încît lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB să fie de 100 kHz.

6.14. Un amplificator de frecvență intermediară dintr-un receptor pentru emisiunile cu modulație în frecvență este format din trei etaje identice cu circuite cuplate în care primarul și secundarul au aceeași frecvență de acord $f_r = 10{,}7$ MHz și același factor de calitate $Q_1 = Q_2$. Știind că la o neuniformitate globală de 3 dB lărgimea benzii de trecere în sens Cebîșev este de 200 kHz, să se determine coeficientul de cuplaj al circuitelor cuplate, factorul de calitate al primarului și secundarului și lărgimea benzii de trecere în sens Cebîșev pe etaj.

6.15. Un amplificator de radiofrecvență se realizează cu trei etaje identice, cu circuite cuplate peste cuplajul de tranziție. Se cunoaște raportul dintre factorii de calitate ai primarului și secundarului $Q_1/Q_2 = 1/3$. La o neuniformitate globală de 3 dB, fiind necesar să se obțină o lărgime de bandă în sens Cebîșev de 73 kHz în jurul frecvenței de acord sincron $f_r = 2$ MHz, să se determine coeficientul de cuplaj și factorii de calitate ai circuitelor primar și secundar.

6.16. Amplificatorul din figură lucrează cu circuitele cuplate la cuplaj critic, parametrii tranzistorului fiind $h_{11} = 2$ kΩ, $h_{12} = 0$, $h_{21} = 100$, $1/h_{22} = 30$ kΩ, $Q_1 = Q_2 = 50$, $f_r = 470$ kHz. Să se determine valorile condensatoarelor, amplificarea și lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB dacă inductanța bobinei este $L = 100$ μH.

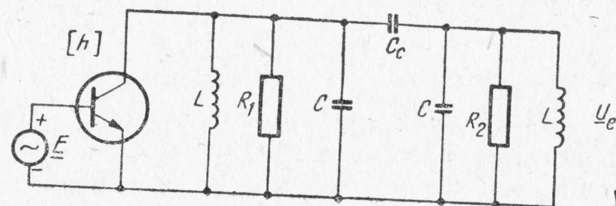


Fig. 6.16

6.17(R). Amplificatorul din figură lucrează cu circuitele cuplate la cuplaj critic, tranzistorul avînd parametrii $h_{11} = 2$ kΩ, $h_{12} = 0$, $h_{21} = 100$, $1/h_{22} = 40$ kΩ, $f_r = 1$ MHz și $Q_1 = Q_2$. Lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB fiind $B_{3dB} = 50$ kHz și capacitatea de acord $(C + C_C) = 1$ nF, să se determine amplificarea obținută pe frecvența de acord și coeficientul de priză n_e din secundar dacă $R_s = h_{11}$. Ce valori au coeficientul de cuplaj și condensatorul C_C?

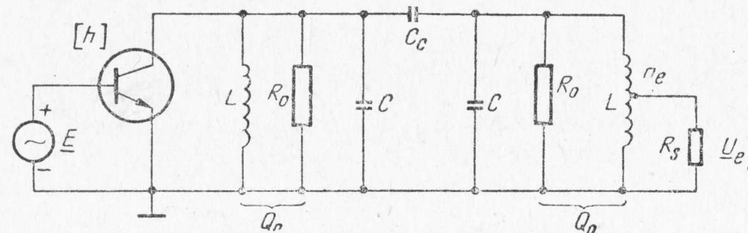


Fig 6.17

6.18. Un amplificator selectiv cu circuite cuplate la cuplaj critic are schema din figura 6.17. Știind că în sarcină $Q_1 = Q_2 = 50$ și frecvența de acord $f_r = 470$ kHz, să se determine lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3 dB. De cîte ori scade amplificarea în raport cu cea de la rezonanță la frecvența $f_1 = 500$ kHz?

6.19(R). La realizarea amplificatorului selectiv din figură s-a utilizat un tranzistor avînd $h_{11} = 2$ kΩ, $h_{21} = 80$, $h_{12} = 0$, $1/h_{22} = 20$ kΩ. Frecvența de lucru este egală cu frecvența

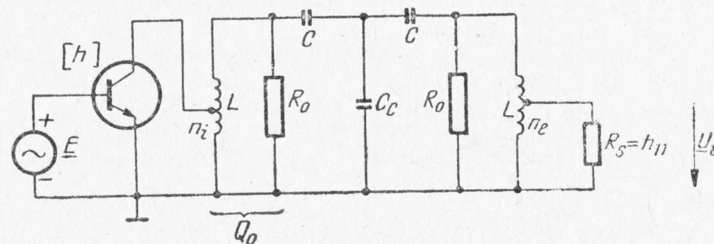


Fig. 6.19

de acord sincron a celor două circuite, $f_r = 0{,}8$ MHz, factorii de calitate ai bobinelor $Q_0 = 100$, condensatorul $C = 1$ nF, neuniformitatea în bandă — 3 dB, iar lărgimea benzii în sens Cebîșev $B_C = 49{,}47$ kHz.

Știind că se lucrează cu factori de calitate egali în sarcină pentru primar și secundar ($Q_1 = Q_2$), să se determine coeficienții de priză n_i și n_e, precum și valoarea capacității condensatorului C_C (conform figurii, $R_s = h_{11}$). Cît este amplificarea la frecvența de acord?

6.20(R). Un etaj selectiv avînd schema din figură are coeficienţii de priză $n_i = 0,5$ şi $n_e = 0,05$, factorii de calitate ai primarului şi secundarului în sarcină $Q_1 = Q_2 = Q$, frecvenţa de acord sincron $f_r = 10,7$ MHz, lărgimea de bandă în sens Cebîşev 200 kHz la o neuniformitate

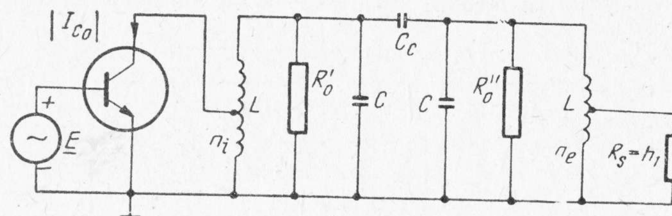


Fig. 6.20

de 1 dB. Se realizează un amplificator cu trei etaje de acest tip. Să se determine lărgimea benzii în sens Cebîşev şi neuniformitatea în bandă a întregului amplificator. Dacă capacitatea condensatorului de acord este $(C + C_C) = 100$ pF, să se determine amplificarea globală ştiind că tranzistorul are curentul mediu de colector $|I_{C0}| = 2$ mA.

6.21. Pentru amplificatorul cu trei etaje din problema precedentă să se determine rezistenţele R_{1e} şi R_{2e}, precum şi mărimea T_g dacă $C_r = 0,5$ pF. Cum interpretaţi rezultatul?

7. OSCILATOARE ŞI SCHIMBĂTOARE DE FRECVENŢĂ

BREVIAR

A. OSCILATOARE SINUSOIDALE

Oscilatoarele sinusoidale sînt montaje, conţinînd dispozitive active de circuit (tuburi electronice, tranzistoare etc.), care generează semnale sinusoidale pe o anumită frecvenţă.

Problemele mai importante care se ridică la studiul oscilatoarelor sinusoidale sînt :

— *determinarea frecvenţei de oscilaţie* ;
— *determinarea condiţiilor de amorsare a oscilaţiilor* ;
— *determinarea amplitudinii oscilaţiilor în condiţiile unei bune stabilităţi de frecvenţă.*

Se ştie că un amplificator cu reacţie poate autooscila cînd sînt satisfăcute concomitent două condiţii :

— *condiţia de fază* (reacţia să fie pozitivă) ;
— *condiţia de amplitudine* (factorul de reacţie $A\beta \geqslant 1$).

Aceste două condiţii rezultă din relaţia lui Barkhausen

$$\underline{A}\underline{\beta} = 1. \tag{1}$$

Oscilatoare LC

Oscilatoarele LC se utilizează în general în înaltă frecvenţă, deoarece în joasă frecvenţă valorile inductivităţilor L necesare sînt foarte mari, ceea ce pune probleme dificile de realizare.

O metodă de studiu a oscilatoarelor sinusoidale cu circuit acordat constă în determinarea rezistenţei negative introduse în circuit de un element sau de un amplificator cu reacţie pozitivă.

● *Frecvența oscilațiilor* se stabilește punînd condiția de rezonanță pentru circuitul serie echivalent, iar *condiția de amorsare și stabilire a amplitudinii oscilațiilor* corespunde rezistenței totale nule a circuitului echivalent.

● *Schema de principiu a unui oscilator LC* este dată în figura 1, în care *dispozitivul activ* poate fi un tranzistor bipolar, un TEC sau un tub electronic. *Cuadripolul de reacție pozitivă* este reprezentat sub forma unui cuadripol în π, deoarece orice cuadripol poate fi transpus într-un cuadripol în π. În această schemă s-a notat cu $\underline{Z}'_{in} = R_{in} + jX_{in}$ impedanța echivalentă măsurată la intrarea dispozitivului activ cu $\underline{Z}'_{ieș} = R_{ieș} + jX_{ieș}$ impedanța internă echivalentă, măsurată la ieșirea aceluiași dispozitiv.

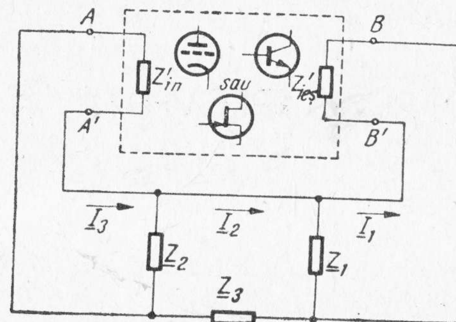


Fig. 1

● *Condiția de oscilație și frecvența de lucru.* În regim staționar sinusoidal se va scrie sistemul de ecuații pe ochiuri avînd în vedere că în sistem nu există nici o tensiune electromotoare aplicată din exterior :

$$\begin{cases} \underline{Z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{12}\underline{I}_2 + \underline{Z}_{13}\underline{I}_3 = 0\,; \\ \underline{Z}_{21}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{22}\underline{I}_2 + \underline{Z}_{23}\underline{I}_3 = 0\,; \\ \underline{Z}_{31}\underline{I}_1 + \underline{Z}_{32}\underline{I}_2 + \underline{Z}_{33}\underline{I}_3 = 0, \end{cases} \tag{2}$$

unde :

$\underline{Z}_{11} = R_{ieș} + \underline{Z}_1$ (în expresia lui $\underline{Z}_1$ intră și componenta reactivă $X_{ieș}$ a impedanței de ieșire a dispozitivului activ) ;

$\underline{Z}_{22} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3$;

$\underline{Z}_{33} = R_{in} + \underline{Z}_2$ (în expresia lui $\underline{Z}_2$ intră și componenta reactivă X_{in} a impedanței de intrare a dispozitivului activ) ;

$\underline{Z}_{12} = -\underline{Z}_1$;

$\underline{Z}_{21} = -\underline{Z}_1$;

$\underline{Z}_{13} = SR_{in}R_{ieș}$ [în această relație S reprezintă panta dispozitivului activ (denumită și conductanță mutuală), care este considerată reală (la tranzistorul bipolar $S = y_{21} = \dfrac{h_{21}}{h_{11}}$)] ;

$\underline{Z}_{31} = 0$ (se consideră că reacția internă este neglijabilă sau impedanța mutuală dacă există se înglobează în $\underline{Z}_3$) ;

$\underline{Z}_{23} = -\underline{Z}_2$;

$\underline{Z}_{32} = -\underline{Z}_2$.

Pentru ca sistemul să aibă soluții diferite de zero, este necesar ca determinantul sistemului să fie egal cu 0, adică

$$D = \begin{vmatrix} R_{ieş} + \underline{Z}_1 & -\underline{Z}_1 & SR_{in}R_{ieş} \\ -\underline{Z}_1 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_3 & -\underline{Z}_2 \\ 0 & -\underline{Z}_2 & R_{in} + \underline{Z}_2 \end{vmatrix} = 0. \tag{3}$$

Prin anularea părții reale a determinantului se obține condiția de oscilație, iar prin anularea părții imaginare — frecvența pe care va oscila sistemul. În condiții normale de lucru se dorește ca stabilitatea de frecvență a sistemului să fie cît mai bună și condiția de amorsare a oscilațiilor să fie cît mai ușor de îndeplinit, deci factorul de calitate a circuitului acordat $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ să fie cît mai bun, iar frecvența de oscilație a sistemului ω_0 să fie cît mai apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant (ce formează cuadripolul de reacție) dată de $X_1 + X_2 + X_3 = 0$. Pentru aceasta este necesar să fie îndeplinite condițiile

$$\begin{aligned} |X_1| &\gg R_1; \\ |X_2| &\gg R_2; \\ |X_3| &\gg R_3; \\ R_{in} &\gg |X_2|; \\ R_{ieş} &\gg |X_1|. \end{aligned} \tag{4}$$

Cu aceste relații părțile reală și imaginară ale relației (3) sînt

$$R_1 + R_2 + R_3 + \frac{X_1^2}{R_{ieş}} + \frac{X_2^2}{R_{in}} - SX_1X_2 = 0 \text{ (condiția de oscilație)}; \tag{5}$$

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \text{ (frecvența de lucru)}. \tag{6}$$

Termenii $\frac{X_1^2}{R_{ieş}}$ și $\frac{X_2^2}{R_{in}}$ reprezintă rezistențele de amortizare introduse în circuitul oscilant de rezistența internă echivalentă a dispozitivului activ, respectiv de rezistența echivalentă de intrare. Se notează cu

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \frac{X_1^2}{R_{ieş}} + \frac{X_2^2}{R_{in}} \tag{7}$$

rezistența totală a circuitului oscilant; cu această notație relația (5) devine

$$-SX_1X_2 + R = 0 \tag{8, a}$$

$$S = \frac{R}{X_1X_2} = \frac{1}{\sqrt{\frac{X_1^2}{R}\,\frac{X_2^2}{R}}} = \frac{1}{\sqrt{Z_{ieş}Z_{in}}}, \tag{8, b}$$

unde :

$Z_{ieş} = \frac{X_1^2}{R}$ reprezintă impedanța circuitului oscilant văzută dinspre ieșirea dispozitivului activ ;

$Z_{in} = \frac{X_2^2}{R}$ reprezintă impedanța circuitului oscilant văzută dinspre intrarea dispozitivului activ.

● Relația (8, *b*) indică panta necesară efectivă a dispozitivului activ pentru ca sistemul să oscileze, iar relația (6) dă condiția ca circuitul oscilant $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ să fie acordat. Din relația (8, *a*) rezultă că X_1, X_2 *trebuie să fie amîndouă inductive sau amîndouă capacitive*, iar din relația (6) rezultă că *reactanța* X_3 *trebuie să fie de semn contrar față de* X_1, X_2. În concluzie, se poate spune că există numai *două tipuri fundamentale de oscilatoare LC* și anume : *Colpitts* și *Hartley* (fig. 2, *a* și 2, *b*).

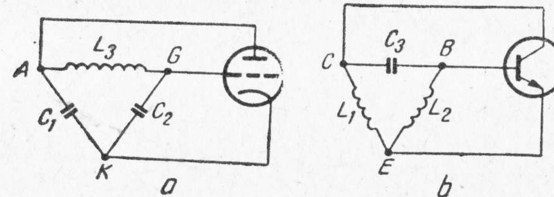


Fig. 2

● *Pentru ca sistemul să lucreze stabil*, este necesar ca să se aleagă un raport $\frac{S}{S_0} \cong$ $\cong 0{,}4-0{,}8$, unde S_0 reprezintă panta de semnal mic dată în catalog. Valoarea limită inferioară este indicată în cazul cînd se dorește o bună stabilitate de amplitudine la variațiile unor factori (temperatură, sarcină etc.), iar cea superioară — cînd se dorește o bună stabilitate de frecvență. Se arată că pentru $Z_{in} = Z_{ieş}$ stabilitatea frecvenței este cea mai bună.

● *La frecvențe foarte înalte*, în loc de circuite cu constante concentrate se pot folosi *trunchiuri de linie cu lungimea* $l \leqslant \lambda/4$, unde λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței f_0. Din punct de vedere practic se preferă linia în scurtcircuit, care are impedanța de intrare

$$\underline{Z}_i \cong jX_i = jZ_0 \operatorname{tg} \beta l = jZ_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l, \tag{9}$$

unde Z_0 este impedanța caracteristică a liniei, iar $\lambda(\mathrm{m}) = \frac{300}{f_0(\mathrm{MHz})}$.

● Oscilatoare RC

Oscilatoarele *RC* nu conțin circuite acordate.

● *Oscilatoarele RC se împart în două grupe* :

— oscilatoare *RC* de tipul I, la care amplificatorul introduce un defazaj de 180°, iar rețeaua de reacție constituită din celule *RC* introduce de asemenea un defazaj de 180° ;

— oscilatoare *RC* de tipul II, în care amplificatorul nu defazează semnalul, iar defazajul introdus de rețeaua de reacție este nul.

Oscilatoare RC de tipul I

● În figura 3 sînt prezentate *schemele unor oscilatoare RC de tipul I* realizate cu tuburi electronice sau TEC-uri (fig. 3, *a* și 3, *b*), respectiv cu tranzistoare bipolare (fig. 3, *c* și 3, *d*).

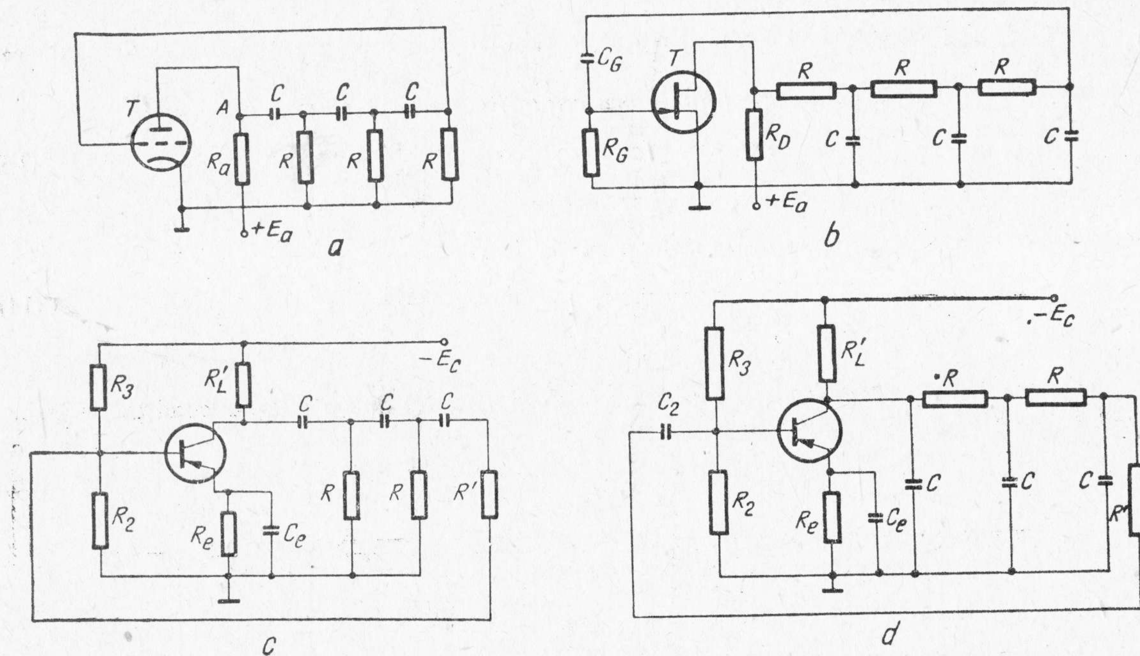


Fig. 3

● În cazul *oscilatorului RC cu trei celule de defazare identice tip trece-sus* (fig. 3, *a*), frecvența de oscilație este dată de relația (valabilă și pentru montaje cu TEC-uri)

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6 + 4k}}, \tag{10}$$

în care $k = \frac{R_{ieș}}{R}$ (în general, se poate lua $R_{ieș} \ll R$, unde $R_{ieș}$ este impedanța văzută între punctele A și masă spre tubul electronic). Amplificarea pe care trebuie să o realizeze dispozitivul activ este

$$A = -(29 + 23k + 4k^2). \tag{11}$$

● Pentru *oscilatorul RC cu trei celule de defazare identice tip trece-jos* (fig. 3, *b*), condiția de obținere a defazajului de 180° conduce la relația

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \tag{12}$$

(se consideră $R_{ieș} \ll R$).

Amplificarea pe care trebuie să o realizeze tubul trebuie, și în acest caz, să fie egală cel puțin cu 29.

● Dacă *rețeaua de defazare conține patru celule RC trece-sus* rezultă ($R_{ieș} \ll R$)

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{10}{7}}\,RC}; \quad A = -18{,}5, \tag{13}$$

iar *dacă celulele de defazare sînt de tipul trece-jos*

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{7}{10}}\,RC}; \quad A = -18{,}5. \tag{14}$$

● În cazul *cînd rețeaua de defazare este realizată cu trei celule inegale* (fig. 4) condiția de amorsare a oscilațiilor este

$$A \geqslant 8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3}. \tag{15}$$

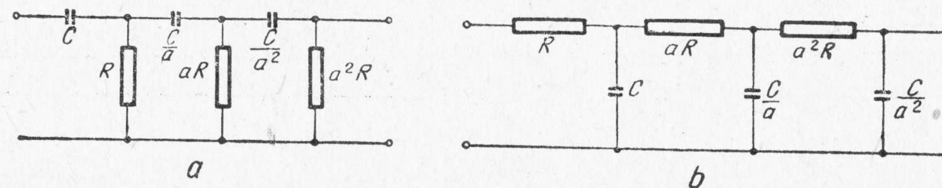


Fig. 4

Pentru *rețeaua trece-sus* cu trei celule de defazare inegale (fig. 4, *a*) frecvența de oscilație este dată de relația

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}, \tag{16}$$

iar pentru *rețeaua trece-jos* (fig. 4, *b*)

$$f = \frac{\sqrt{3 + \frac{2}{a} + \frac{1}{a^2}}}{2\pi RC}. \tag{17}$$

● În cazul *oscilatoarelor RC realizate cu tranzistoare bipolare* (fig. 3, *c* și 3, *d*), rezistența R' se dimensionează în așa fel ca în curent alternativ să se resimtă în ultima celulă RC, o rezistență egală cu R:

$$R' + \frac{1}{1/R_2 + 1/R_3 + 1/h_{11e}} = R. \tag{18}$$

Notînd cu $R_L = \frac{R'_L}{1 + h_{22e} R'_L}$, se alege pentru R_L valoarea optimă $R_L = 2{,}7R$. În general $h_{22e} R'_L \ll 1$ și $R_L \cong R'_L$.

Pentru îndeplinirea *condiției de amorsare a oscilațiilor* trebuie ca amplificarea de curent să fie

$$h_{21e} \geq 45. \tag{19}$$

Frecvența oscilațiilor generate, în cazul unei scheme de oscilator RC cu trei celule identice este dată de relația

$$f = \frac{1}{2\pi C\sqrt{6R^2 + 4RR_L}} \tag{20}$$

pentru *oscilatorul cu celule trece-sus* și

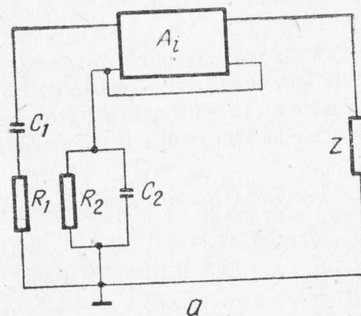
$$f = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{\frac{6R + 4R_L}{R}} \tag{21}$$

pentru *oscilatorul cu celule trece-jos.*

Oscilatoare RC de tipul II

● În figura 5 este prezentată *schema bloc a oscilatorului RC de tipul II cu rețea Wien.* Pentru *schema cu reacție de curent* (fig. 5, *a*), dacă se neglijează impedanța de intrare condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de relația

$$A_i \geq 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \tag{22}$$



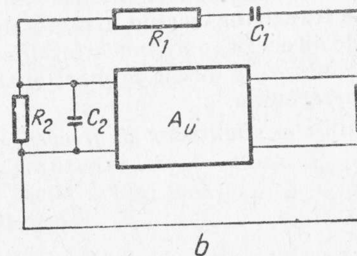


Fig. 5

Pentru *schema cu reacție de tensiune* (fig. 5, *b*) dacă se consideră impedanța de intrare infinit de mare, condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de relația

$$A_u \geqslant 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \text{.} \tag{23}$$

Pentru ambele variante frecvența oscilațiilor generate este

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \text{.} \tag{24}$$

● *Oscilatoare RC de tipul II* se pot realiza și *cu rețea dublu T*. În figura 6 este prezentată schema bloc a unui oscilator *RC* cu rețea dublu T.

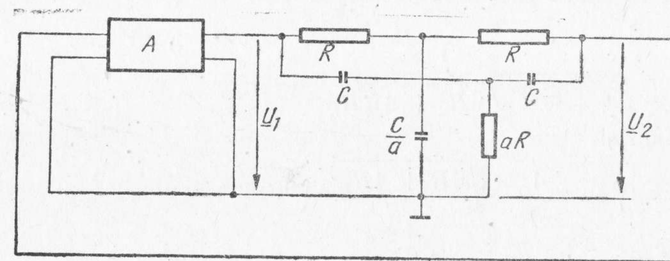


Fig. 6

Frecvența oscilațiilor generate este dată de relația

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \text{.} \tag{25}$$

B. SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ

Actualmente schimbătoarele de frecvență se realizează cu tranzistoare bipolare sau tranzistoare *TEC*. Un tranzistor lucrînd în regim de schimbare de frecvență are o pantă de conversie S_C, de care depinde direct proporțional amplificarea de conversie a etajului schimbător de frecvență, amplificare ce intervine direct proporțional în amplificarea la frecvență intermediară a receptorului superheterodină.

● Pentru un *etaj schimbător de frecvență cu tranzistor bipolar* (fig. 7) expresia pantei de conversie este

$$S_C = y_{21C} = \frac{J_1(x)}{J_0(x)} y_{21}, \tag{26}$$

unde $J_0(x)$ și $J_1(x)$ sînt funcțiile Bessel de prima speță modificate, de ordin zero, respectiv 1,

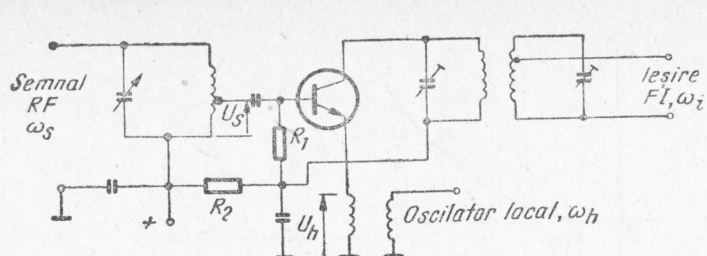


Fig. 7

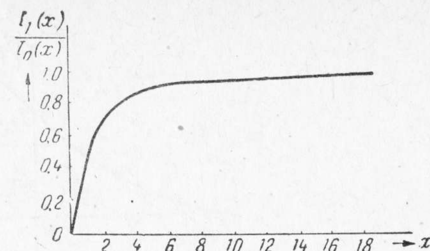


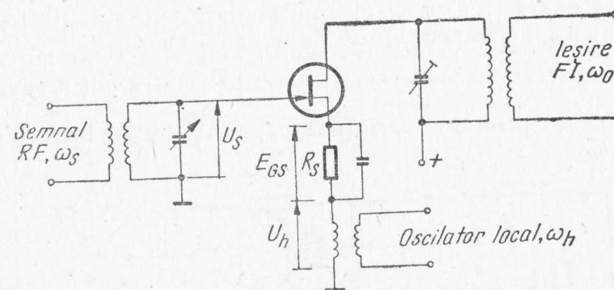
Fig. 8

și de argument $x = \dfrac{U_h q}{kT} = \dfrac{U_h}{U_T}$, iar y_{21} este panta în regim de amplificare a tranzistorului; tensiunea semnalului este $u_s = U_S(t)\cos\omega_s t$, tensiunea oscilatorului local este $u_h = U_h \cos\omega_h t$, q — sarcina electronului, k — constanta lui Boltzman, T — temperatura absolută în K. La temperatura $T = 300$ K $= 27°$C, $U_T = \dfrac{kT}{q} = 26$ mV. În figura 8 este dată curba $\dfrac{J_1(x)}{J_0(x)} = f(x)$.

● Pentru un *etaj schimbător de frecvență cu tranzistor TEC-J* (tranzistor cu efect de cîmp cu grilă joncțiune), reprezentat în figura 9, panta de conversie este

$$S_C = \frac{U_h}{2(E'_{GS} - E_{GS})} S \qquad (27)$$

Fig. 9



unde E'_{GS} este tensiunea de blocare a curentului prin tranzistor, E_{GS} — tensiunea de polarizare grilă-sursă (fig. 10, *a*), U_h — amplitudinea tensiunii oscilatorului local, iar S — panta tranzistorului în regim de amplificare.

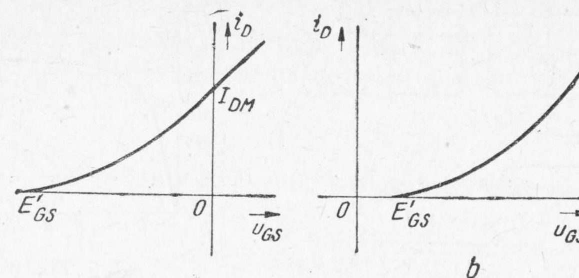


Fig. 10

● Pentru un *etaj schimbător de frecvență cu tranzistor TEC-MIS cu canal indus*, panta de conversie are expresia (fig. 10, *b*)

$$S_C = \frac{U_h}{2(E_{GS} - E'_{GS})} S. \quad (28)$$

ENUNȚURI

A. OSCILATOARE SINUSOIDALE

● Oscilatoare LC

7.1. Se consideră oscilatorul *LC* din figura 7.1. Se cunosc: frecvența de oscilație 1 MHz, panta tranzistorului $S_0 = y_{21} = 85$ mA/V, factorul de calitate al circuitului oscilant in sarcină $Q = 50$. Să se determine elementele circuitului oscilant C_1, C_2, L_3.

7.2(R). Să se arate că în cazul unui oscilator *LC* stabilitatea relativă maximă de frecvență se obține atunci cînd impedanța Z_{in} este egală cu $Z_{ieș}$.

7.3. Să se determine expresia stabilității relative de frecvență $\frac{\Delta f}{f}$ în cazul cînd dintr-o cauză oarecare s-a produs o variație a capacităților de intrare și ieșire ale dispozitivului activ cu $\Delta C_1 = \Delta C_2$.

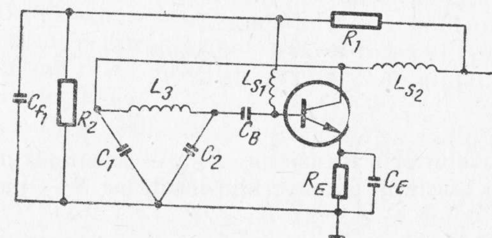


Fig. 7.1

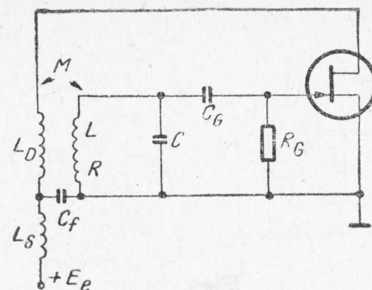


Fig 7.4

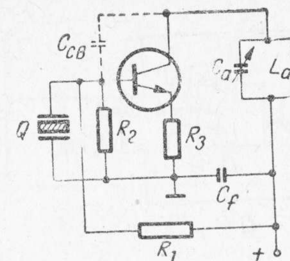


Fig. 7.5

7.4. Se consideră oscilatorul cu circuit acordat și reacție prin cuplaj mutual din figura 7.4. Să se determine condițiile de amorsare a oscilațiilor atunci cînd se cunoaște panta de semnal mic a TEC-ului, S_0, valoarea rezistenței de pierderi R a circuitului oscilant și capacitatea de acord C.

7.5. Fie schema oscilatorului cu cristal de cuarț din figura 7.5. Să se deducă schema echivalentă a acestui oscilator știind că montajul oscilează.

7.6. Se dă schema oscilatorului Hartley din figura 7.6, în care se cunosc : $L_1 = L_2 = 10\ \mu H$, $Q = 50$, frecvența minimă de lucru $f_m = 1$ MHz. Se cere să se afle panta necesară a dispozitivului activ valoarea condensatorului variabil C_3 și banda de frecvență în care poate lucra normal acest oscilator.

7.7. Se consideră schema oscilatorului Colpitts din figura 7.7, la care se presupune $C_3 \ll C_0$, $C_3 \ll C_2$, $C_0 \ll C_1$. Să se afle ce tip de TEC este necesar (panta lui) cînd se cunosc frecvența de lucru $f = 0{,}5$ MHz, $Q = 50$, $C_1 = 2$ nF, $C_2 = 1$ nF, $C_3 = 50$ pF.

7.8. Elementele unui oscilator Colpitts (fig. 2, *a*) sînt : $L_3 = 6\ \mu H$, $C_1 = 100$ pF, $C_2 = 1\,000$ pF, rezistența de pierderi a circuitului $R_1 + R_2 + R_3 = 10\ \Omega$, $S_0 = 1{,}7$ mA/V, $R_{ieș} = R_i = 12\ k\Omega$. Să se verifice dacă este îndeplinită condiția de amorsare a oscilațiilor.

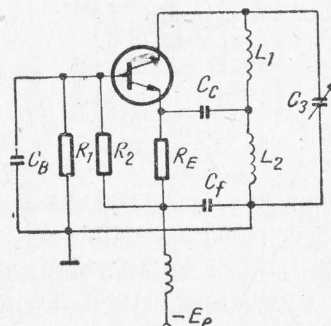


Fig. 7.6

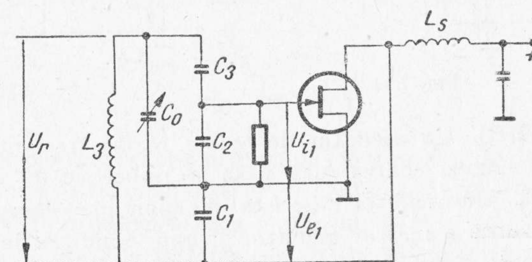


Fig. 7.7

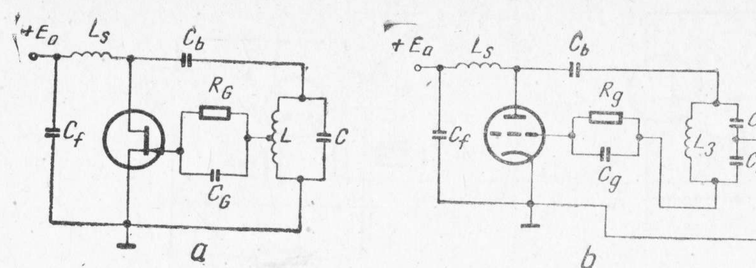


Fig. 7.9

7.9. Să se indice greşelile din schemele oscilatoarelor în trei puncte prezentate în figura 7.9.

7.10(R). Se consideră un oscilator la care calea de reacţie se realizează prin capacitatea grilă-drenă C_{GD}. Oscilatorul are în circuitul de drenă şi în cel de grilă două circuite oscilante identice acordate pe frecvenţa de 10 MHz. Să se determine frecvenţa oscilaţiilor generate, dacă $C_{GD} = 10$ pF, $L_1 = L_2 = 5$ μH.

7.11(R). Un oscilator de foarte înaltă frecvenţă este realizat conform schemei din figura 7.11. Ştiind că tubul are rezistenţa internă foarte mare că $C_{gk} = 10$ pF, $C_{ak} = 1{,}4$ pF, $C_{ga} = 2{,}6$ pF şi $R_g = 1$ MΩ să se determine schema echivalentă a montajului, lungimea liniei l şi panta necesară a tubului, dacă $f_0 = 10^3$MHz, $Z_0 = 600$ Ω şi factorul de calitate al întregului circuit în gol este $Q = 200$.

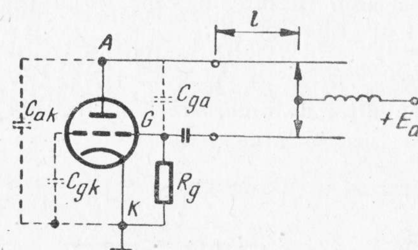


Fig. 7.11

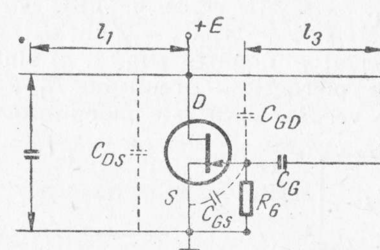


Fig. 7.12

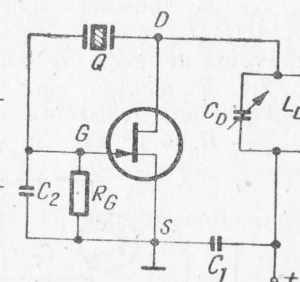


Fig. 7.13

7.12(R). Un oscilator de foarte înaltă frecvenţă are schema din figura 7.12. Să se stabilească schema echivalentă şi să se indice ce fel de linii în scurtcircuit se folosesc.

7.13. Un oscilator cu cristal de cuarţ are schema din figura 7.13. Să se determine schema echivalentă a acestui oscilator şi apoi condiţia de amorsare a oscilaţiilor ştiind că circuitul $L_D C_D$ are la rezonanţă impedanţa $R_1 = 1$ kΩ, frecvenţa cristalului de cuarţ este 1 MHz, iar rezistenţa $R_G = 1$ MΩ.

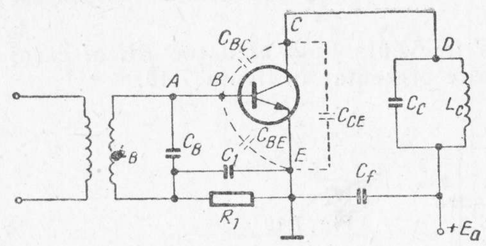


Fig. 7.14

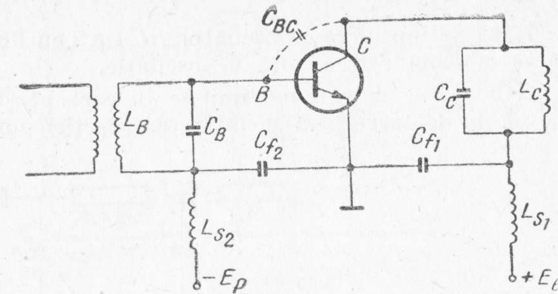


Fig. 7.15

7.14. Un etaj amplificator de radiofrecvenţă, care are schema dată în figura 7.14, lucrînd pe frecvenţa de 1 MHz oscilează parazit pe o frecvenţă de 10 MHz. Să se determine schema oscilatorului echivalent şi să se arate metoda de a elimina aceste oscilaţii.

7.15. Un etaj amplificator de radiofrecvenţă are schema din figura 7.15 şi lucrează pe frecvenţa de 2 MHz. Se constată că apar oscilaţii parazite pe frecvenţa de 100 kHz. Se cere schema oscilatorului echivalent.

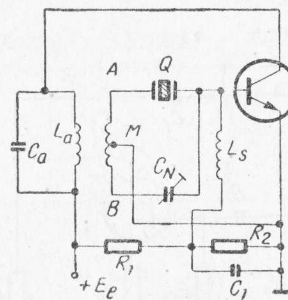


Fig 7.16

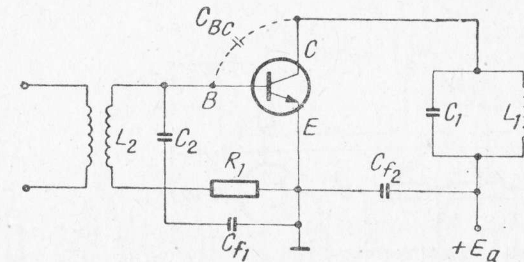


Fig. 7.17

7.16. Fie schema oscilatorului cu cristal de cuarţ şi reacţie prin cuplaj mutual din figura 7.16. În această schemă cristalul lucrează pe frecvenţa de rezonanţă serie ; se cere să se explice funcţionarea oscilatorului şi condiţia pe care trebuie să o îndeplinească montajul.

7.17. Un etaj amplificator lucrează pe frecvenţa f de 10 MHz (fig. 7.17). Se constată experimental că montajul oscilează parazit pe frecvenţa de 9 MHz. Se cere să se reprezinte schema echivalentă a acestui oscilator şi metoda de a elimina aceste oscilaţii.

Oscilatoare RC

7.18. Se consideră un oscilator *RC* tip I cu TEC, realizat cu trei celule identice *RC* trece-sus. Să se determine frecvenţa de oscilaţie.

7.19 Să se determine limitele în care poate varia frecvenţa unui oscilator *RC* al cărui circuit de defazare pentru obţinerea reacţiei pozitive este prezentat în figura 7.19.

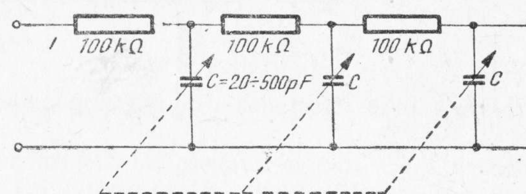


Fig. 7.19

7.20(R). În figura 7.20 este prezentat un oscilator *RC* cu reţea trece-jos realizat cu TEC tip BFW 11 (S = 3,2 mA/V ; r_{DS} = 20 kΩ). Frecvenţa oscilaţiilor este de 1 kHz. Să se determine valoarea rezistenţei R_{D1} capacitatea C a reţelei de defazare fiind de 6 000 pF.

7.21(R). Un oscilator *RC* este realizat cu patru celule defazoare identice. Să se determine valoarea frecvenţei oscilaţiilor generate, precum şi valoarea minimă a amplificării pentru amorsarea oscilaţiilor în cazul că :

a) celulele defazoare sînt de tipul trece-sus ;

b) celulele defazoare sînt de tipul trece-jos.

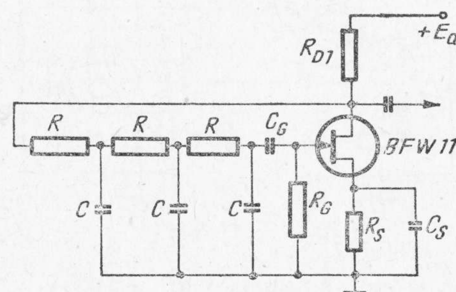


Fig 7.20

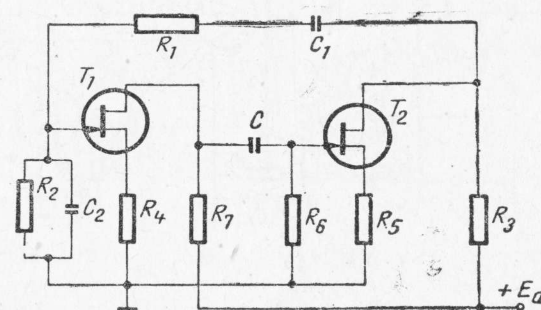


Fig. 7.22

7.22. Se consideră schema unui oscilator *RC* tipul II prezentată în figura 7.22. Ştiind că $R_1 = R_2$ = 100 kΩ, R_3 = 5 kΩ, $R_4 = R_5$ = 600 Ω, R_6 = 2 MΩ R_7 = 20 kΩ, C = 1 μF, $C_1 = C_2$ = 1 000 pF, să se determine frecvenţa oscilaţiilor generate.

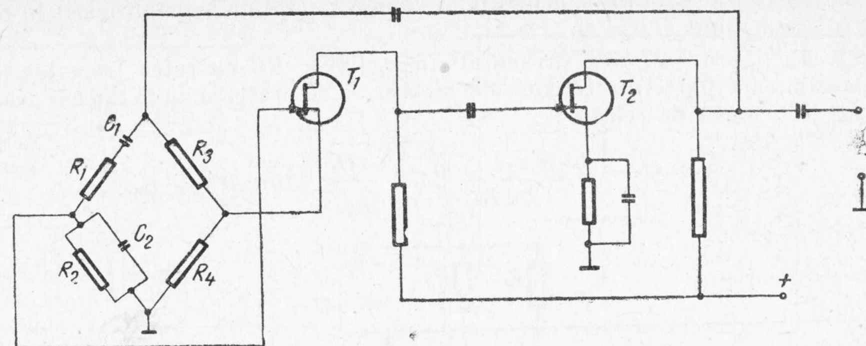


Fig. 7.23

7.23. Schema unui oscilator cu punte Wien este prezentată în figura 7.23. Elementele care constituie puntea au valorile $R_1 = R_2 = 40\ \mathrm{k\Omega}$; $C_1 = C_2 = 10\,000\ \mathrm{pF}$; $R_3 = 2\ \mathrm{k\Omega}$; $R_4 = 800\ \Omega$. Să se determine frecvența oscilațiilor generate.

7.24. Ce valori trebuie să aibă rezistențele R_1, R_2, R_3 din circuitul de defazare al unui oscilator RC (fig. 7.24) pentru ca frecvența oscilațiilor generate să fie de 10 kHz.

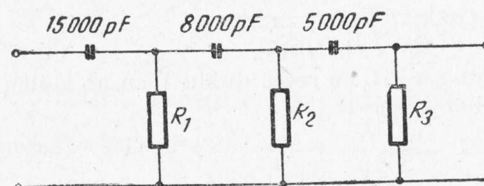


Fig. 7.24

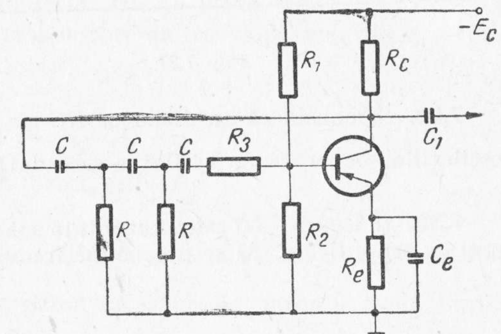


Fig. 7.25

7.25. În figura 7.25 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu tranzistor cu rețea trece-sus cu reacție de curent. Să se determine relația pentru frecvența oscilațiilor generate în cazul cînd $R_C = R$.

7.26. Pentru oscilatorul prezentat în figura 7.25 condiția de amorsare a oscilațiilor este ca amplificarea de curent în scurtcircuit a tranzistorului să fie mai mare sau cel puțin egală cu atenuarea rețelei : $h_{21e} \geqslant 23 + \dfrac{29R}{R_C} + \dfrac{4R_C}{R}$. Să se determine valoarea raportului $\dfrac{R_C}{R}$ pentru care amplificarea de curent are o valoare minimă. Cît devine frecvența oscilațiilor generate în acest caz ?

7.27. Se consideră un oscilator RC cu tranzistor cu rețea trece-jos (fig. 7.27). Să se determine frecvența oscilațiilor generate și valoarea minimă a amplificării în curent a tranzistorului în cazul cînd $R_c = R$.

7.28. În figura 7.27 este prezentat un oscilator RC cu rețea trece-jos, în care rezistența din colector face parte din rețeaua defazoare. Să se arate că în acest caz frecvența oscilațiilor generate este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{6 + \frac{4R}{h_{11e}}}, \text{ cînd } R_c = R.$$

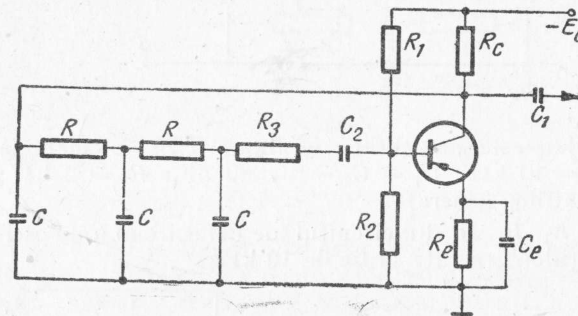


Fig. 7.27

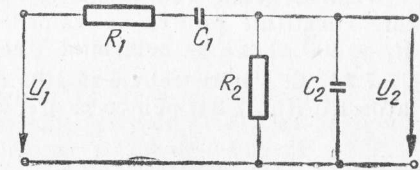


Fig. 7.29

7.29. Se consideră un oscilator RC tip II cu rețea Wien (fig. 7.29). Să se arate că frecvența oscilațiilor generate de oscilator este dată de relația $f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$.

7.30. În figura 7.30 este prezentată schema unui oscilator RC cu rețea dublu T cu un singur etaj de amplificare. Să se determine frecvența oscilațiilor generate.

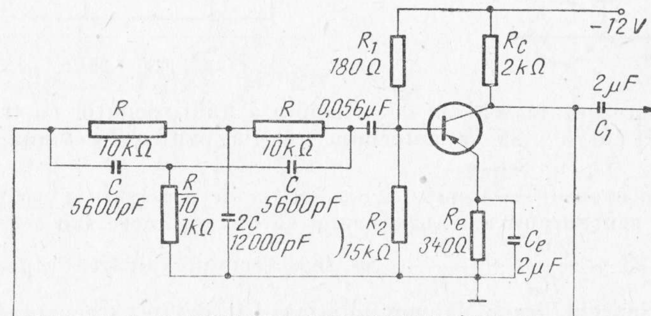


Fig. 7.30

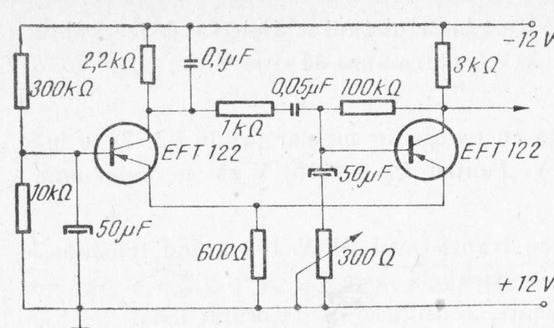


Fig. 7.31

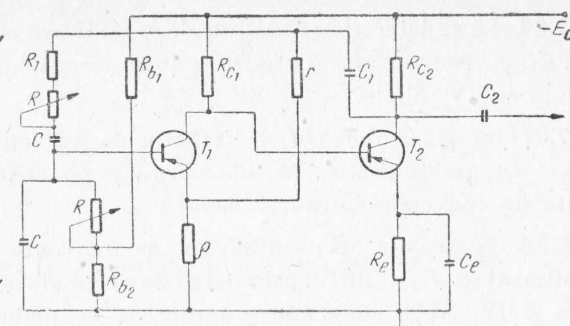


Fig. 7.32

7.31. Schema unui oscilator cu reţea Wien este prezentată în figura 7.31. Cunoscîndu-se valorile elementelor din schemă, să se determine frecvenţa oscilaţiilor.

7.32. Se consideră schema de principiu a unui oscilator RC cu reţea Wien cu frecvenţă variabilă, prezentată în figura 7.32. Să se determine relaţia care dă frecvenţa maximă a oscilaţiilor generate în funcţie de elementele schemei.

B. SCHIMBĂTOARE DE FRECVENŢĂ

7.33(R). Pentru un etaj schimbător de frecvenţă cu TEC-J, să se arate că expresia pantei de conversie este $S_C = \frac{U_h}{2(E'_{GS} - E_{GS})} S$ (fig. 10, *a*), ştiind că expresia curentului de drenă este : $i_D = I_{DM}\left(1 - \frac{u_{GS}}{E'_{GS}}\right)$, unde I_{DM} este curentul de drenă pentru $u_{GS} = 0$.

7.34(R). În cazul unui etaj schimbător de frecvenţă cu TEC-MIS expresia pantei de conversie este $S_C = \frac{U_h}{2(E_{GS} - E'_{GS})} S$ (fig. 10, *b*), ştiind că expresia curentului de drenă este $i_D = \frac{\beta}{2}(u_{GS} - E'_{GS})$, unde β este un parametru constructiv al TEC-MIS.

7.35. Pentru un etaj schimbător de frecvenţă cu tranzistor bipolar ca în figura 7 să se determine condiţiile de pantă de conversie maximă şi tensiunea oscilatorului local pentru a obţine această pantă.

7.36. Să se determine condițiile de amplificare maximă în cazul unui schimbător de frecvență cu TEC-J, pentru tranzistorul BFW 10 cu $S = 3{,}2$ mA/V, cu tensiunea de alimentare $E_a = 15$ V și $E_{GS} = 0$V, $E'_{GS} = -4{,}5$ V.

7.37. În cazul unui etaj schimbător de frecvență cu tranzistor bipolar (ca în fig. 7) se lucrează cu un tranzistor BF 182 cu $y_{21} = 65$ mA/V. Pentru $U_h = 0{,}15$ V să se determine panta de conversie a tranzistorului.

7.38. Pentru un etaj schimbător de frecvență cu tranzistorul BFW 182 avînd tensiunea de alimentare $E_a = 15$ V, caracteristica are o alură de parabolă între $E'_{GS} = -1{,}2$ V și $u_{GS} = -0{,}6$V. Să se determine: tensiunea de polarizare, tensiunea oscilatorului local și S_c.

8. MODULATOARE ȘI DEMODULATOARE

BREVIAR

Producerea modulației liniare

- *Schema generală de producere a modulației liniare* este reprezentată în figura 1, $g(t)$ fiind semnalul modulator f_0 — frecvența purtătoare, $u(t)$ — semnalul modulat. Blocul cu factorul de transfer $H(j\omega)$ reprezintă filtrul de formare.
- *Expresia generală a tensiunii modulate liniar* este

$$u(t) = \frac{\alpha}{2} g(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} g_q(t) \sin \omega_0 t \quad (1)$$

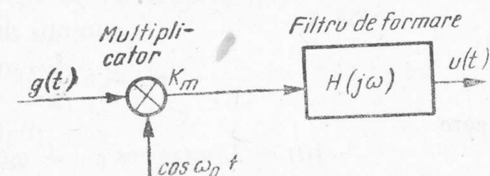


Fig. 1

în care, în cazul semnalului modulator sinusoidal:

— *pentru modulația în amplitudine (MA)*:

$$g(t) = U_0[1 + m \cos \omega_m t]\,; \quad g_q(t) = 0\,; \; \alpha = 2\,; \quad (2)$$

— *pentru modulația în amplitudine cu bandă laterală dublă și purtătoarea suprimată (BLD-PS)*:

$$g(t) = U_0 \cos \omega_m t\,; \quad g_q(t) = 0\,; \; \alpha = 2\,; \quad (3)$$

— *pentru modulația în amplitudine cu bandă laterală unică (BLU)*:

$$g(t) = U_0 \cos \omega_m t\,; \quad g_q(t) = \pm U_0 \sin \omega_m t\,; \; \alpha = 1\,; \quad (4)$$

(semnul plus — pentru reținerea benzii laterale inferioare și semnul minus — pentru reținerea benzii laterale superioare);

— *pentru modulația în amplitudine cu rest de bandă laterală (RBL)*:

dacă $\omega_m < \omega_1$:

$$g(t) = U_0 \cos \omega_m t\,; \quad g_q(t) = -U_0 \frac{\omega_m}{\omega_1} \sin \omega_m t\,; \; \alpha = 1\,;$$

dacă $\omega_m > \omega_1$:

$$g(t) = U_0 \cos \omega_m t\,; \quad g_q(t) = -U_0 \sin \omega_m t\,; \; \alpha = 1, \tag{5}$$

în care ω_1 este frecvența de la care o bandă laterală este complet eliminată;

— *pentru modulația în amplitudine cu RBL în televiziune*:

dacă $\omega_m < \omega_1$:

$$g(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t)\,; \quad g_q(t) = -U_0 m \frac{\omega_m}{\omega_1} \sin \omega_m t\,; \; \alpha = 1\,; \tag{6}$$

dacă $\omega_m > \omega_1$:

$$g(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t)\,; \; g_q(t) = -U_0 m \sin \omega_m t\,; \; \alpha = 1.$$

● Circuitele de producere a modulației liniare se diferențiază după procedeele de realizare a înmulțirii. *Configurația de amplificator diferențial* din figura 2 permite obținerea unui circuit de înmulțire. Cu notațiile

$$g_m = \alpha \frac{I_0}{4E_0}\,; \quad E_0 = \frac{kT}{q}, \tag{7}$$

dacă $|u_1 - u_2| \ll E_0$, curenții din colectoare sînt:

$$\alpha i_1 = \alpha \frac{I_0}{2} + g_m(u_1 - u_2)\,; \quad \alpha i_2 = \alpha \frac{I_0}{2} - g_m(u_1 - u_2). \tag{8}$$

Fig. 2

În cazul

$$u_1 - u_2 = U_0 \cos \omega_0 t\,; \quad x = U_0/E_0, \tag{9}$$

curenții de colector pot fi scriși

$$\alpha i_1 = \alpha \frac{I_0}{2} + \alpha i\,; \quad \alpha i_2 = \alpha \frac{I_0}{2} - \alpha i, \tag{10}$$

în care

$$i(t) = I_0[a_1(x) \cos \omega_0 t + a_3(x) \cos 3\omega_0 t + a_5(x) \cos 5\omega_0 t + \ldots]. \tag{11}$$

Valori ale coeficienților $a_1(x)$, $a_3(x)$ și $a_5(x)$ sînt date în tabelul 8.1.

Tabelul 8.1

Coeficienții dezvoltării (11) în funcție de parametrul $x = U_0/E_0$

x	0,0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	7,0	10,0	∞
$a_1(x)$	0,0000	0,1231	0,2356	0,3305	0,4058	0,4631	0,5054	0,5586	0,5877	0,6112	0,6257	0,6366
$a_3(x)$	0,0000	0,0000	−0,0046	−0,0136	−0,0271	−0,0435	−0,0511	0,0000	−0,1214	−0,1571	−0,1827	−0,2122
$a_5(x)$	0.0000	0,0000	0.0000	0,0000	0,0000	0,00226	0,0097	0.0000	0,0355	0,0575	0,0831	0,1273

● *Tranzistorul cu efect de cîmp (TEC) cu canal N, utilizat la realizarea unor modulatoare,* funcţionează conform relaţiei

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right)^2 \tag{12}$$

dacă

$$| u_{DS} | < 100 \text{ mV}, \quad U_p < u_{GS} < V_0 \cong 0{,}7 \text{ V}. \tag{13}$$

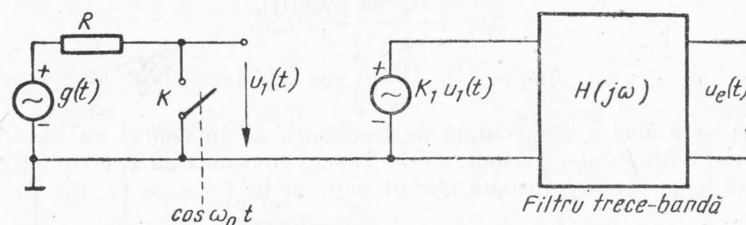


Fig. 3

● *Modulatorul cu chopper în variantă neechilibrată* este reprezentat în figura 3. Comutatorul K este închis dacă $\cos \omega_0 t < 0$ şi deschis dacă $\cos \omega_0 t > 0$. Tensiunea $u_1(t)$ se obţine din semnalul modulator $g(t)$ prin înmulţirea sa cu funcţia de întrerupere $f_i(t)$:

$$f_i(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \cos \omega_0 t > 0\,; \\ 0 \text{ pentru } \cos \omega_0 t < 0, \end{cases} \tag{14}$$

deci

$$u_1(t) = f_i(t) g(t). \tag{15}$$

Funcţia de întrerupere poate fi dezvoltată în serie

$$f_i(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \ldots \tag{16}$$

Filtrul trece-bandă (FTB) elimină componentele nedorite la ieşirea modulatorului.

● Producerea modulaţiei în frecvenţă

● *Semnalul modulat în frecvenţă* poate fi pus sub forma

$$u(t) = U_0 \cos \int^t \omega_i(\tau) \mathrm{d}\tau, \tag{17}$$

în care frecvenţa instantanee este

$$\omega_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \omega_m t \tag{18}$$

dacă semnalul modulator este sinusoidal.

Un circuit care produce tensiunea (17) va trebui să satisfacă ecuaţia

$$\int^{t} u(\tau)\mathrm{d}\tau + \frac{1}{\omega_i^2(t)}\,\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} = 0 \tag{19}$$

care reprezintă forma aproximativă a ecuaţiei satisfăcute de semnalele modulate în frecvenţă.

● *Metoda generatorului de undă triunghiulară* porneşte de la observaţia că tensiunea modulată în frecvenţă (17) poate fi scrisă sub forma

$$u(t) = U_0 \cos\left[\omega_0\theta(t)\right],$$

unde

$$\theta(t) = t + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\int^{t} \cos\omega_m\tau\,\mathrm{d}\tau. \tag{20}$$

Semnalul modulat este deci o sinusoidală de frecvenţă ω_0 în raport cu variabila θ. Dacă se realizează un semnal triunghiular periodic ($T = 2\pi/\omega_0$) în raport cu variabila θ, acesta se transformă în sinusoidă la trecerea printr-un circuit neliniar de formare (v. fig. 4).

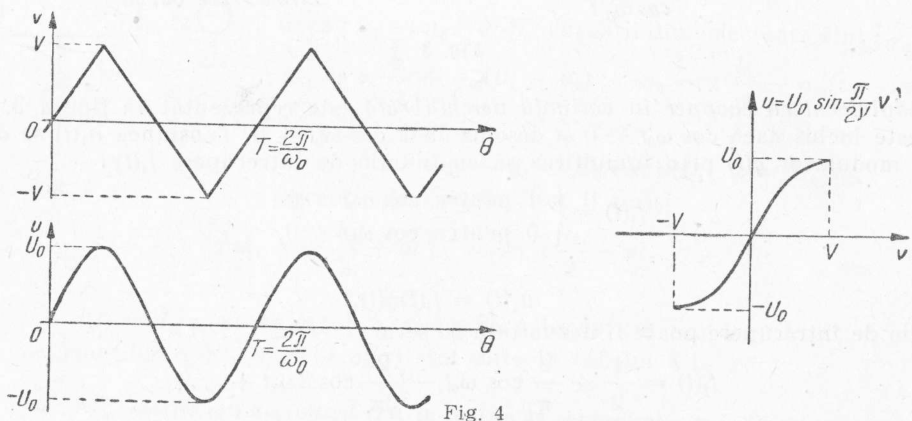


Fig. 4

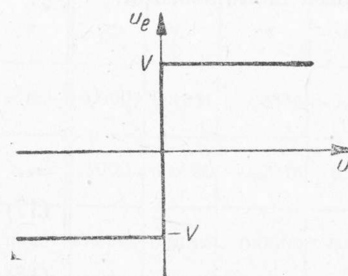


Fig. 5

● La trecerea semnalului modulat în frecvenţă printr-un limitator ideal simetric cu caracteristica din figura 5, la ieşire se obţine:

$$u_0(t) = \frac{4V}{\pi}\left[\cos\omega_0\theta(t) - \frac{1}{3}\cos 3\omega_0\theta(t) + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{5}\cos 5\omega_0\theta(t)\ldots\right]. \tag{21}$$

Relaţia (21) stă la baza funcţionării *multiplicatoarelor de frecvenţă.*

Demodularea semnalelor cu modulaţie liniară

● *Demodulatorul necoerent*, reprezentat în figura 6, generează local purtătoarea $A \cos \omega_0 t$ de amplitudine mare în raport cu semnalul recepţionat. Dacă semnalul la intrare are expresia (1), la ieşire se obţine

$$u_{e0}(t) = \eta_d \frac{\alpha g(t)}{2}. \quad (22)$$

● *Demodulatorul coerent*, reprezentat în figura 7, produce la ieşire semnalul

$$u_{e0}(t) = \frac{K_m A \alpha}{4} g(t) \quad (23)$$

dacă la intrare se aplică semnalul (1).

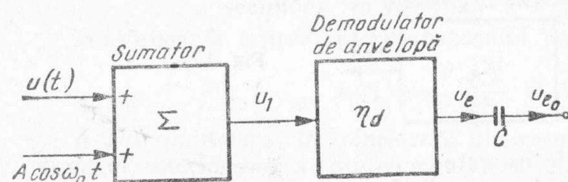


Fig. 6

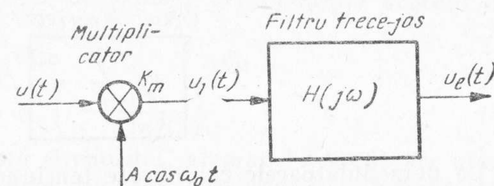


Fig. 7

● *Detectorul de anvelopă* poate fi realizat prin mediere, conform schemei din figura 8, în care condensatorul C_0 nu influenţează componentele semnalului modulator, dar scurtcircuitează radiofrecvenţa. La ieşire tensiunea este

$$u_e(t) = \frac{\alpha R_0}{\pi R} U_i(t) - \frac{\alpha V_0 R_0}{2R}, \quad (24)$$

dacă $U_i(t) > 4V_0$, în care V_0 este tensiunea de deschidere a diodei.

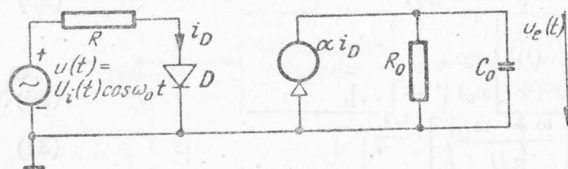


Fig. 8

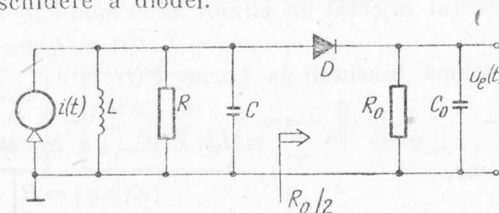


Fig. 9

● *Detectorul de vîrf*, din figura 9, prezintă rezistenţa la intrare $R_0/2$, pe frecvenţa purtătoarei. Condensatorul C_0 este un scurtcircuit pentru radiofrecvenţă şi nu afectează semnalul demodulat dacă

$$2\pi f_{mM} \frac{2RR_0}{R_0 + 2R} (C + C_0) < 1, \quad (25)$$

în care f_{mM} este frecvenţa maximă modulatoare.

Pentru ca distorsiunile de neurmărire să nu apară, este necesar ca

$$\frac{2RC}{R_0C_0} > 1. \tag{26}$$

Demodularea semnalelor cu modulație de frecvență

● O mare categorie de demodulatoare pentru semnale cu modulație de frecvență funcționează după principiul *schemei bloc* din figura 10. Dacă tensiunea aplicată demodulatorului are expresia (17), la ieșire se obține

$$u_e(t) = K_A K_D U_0 \omega_i(t). \tag{27}$$

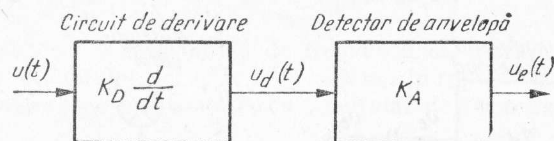


Fig. 10.

La demodulatoarele echilibrate tensiunea la ieșire este

$$u_e(t) = K_A K_D U_0[\omega_i(t) - \omega_0] = K_A K_D U_0 \Delta\omega \cos \omega_m t, \tag{28}$$

în care ultima egalitate este valabilă dacă semnalul modulator este sinusoidal.

Demodulatoarele se deosebesc după procedeele de realizare a derivării și după tipul demodulatorului de anvelopă.

● *Demodulatorul Clarke-Hess* realizează direct derivarea cu ajutorul condensatorului C (v. fig. 8.33).

● *Derivarea* poate fi realizată *cu un circuit derivație dezacordat la frecvența purtătoare.* Dacă curentul injectat în circuit este modulat în frecvență:

$$i(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t), \tag{29}$$

anvelopa tensiunii la borne $U(t)$ este

$$U(t) = I_0 \,|\, Z[j\omega_i(t)] \,| \cong$$
$$\cong I_0[|Z(j\omega_0)| + \Delta\omega \cos \omega_m t \,|Z(j\omega_0)|' + \ldots], \tag{30}$$

în care:

$$|Z(j\omega)| = R\left[1 + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\pi B}\right)^2\right]^{-1/2}, \tag{31}$$

iar:

R este impedanța la rezonanță a circuitului derivație;
f_r — frecvența de acord a circuitului;
B — lărgimea de bandă la 3 dB a circuitului în sarcină.

● *Discriminatorul de fază*, avînd schema de principiu din figura 11, funcționează corect dacă

$$B_2 > 5B_{MF}; \quad \frac{kQ_2}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} = 1, \tag{32}$$

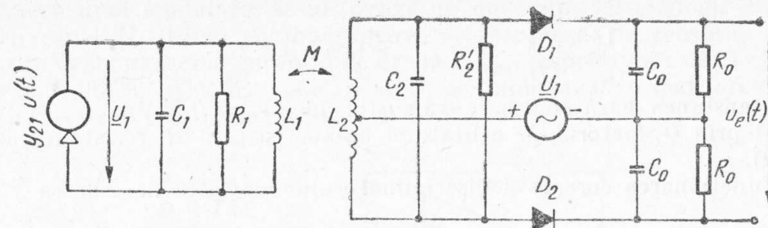


Fig. 11

în care :

B_{MF} este lărgimea de bandă ocupată de semnalul modulat în frecvenţă ;

B_2, Q_2 — lărgimea de bandă, respectiv factorul de calitate al circuitului acordat din secundar, în sarcină.

Tensiunea la ieşirea discriminatorului de fază este

$$u_e(t) = \eta_d \frac{\sqrt{2}}{\pi B_2} U_1 \Delta\omega \cos \omega_m \left(t - \frac{1}{2\pi B_2}\right). \tag{33}$$

● *Discriminatorul în coincidenţă* din componenţa circuitului integrat TAA 661 are ataşat circuitul exterior format din elementele C_1, C_2, L, R (v. fig. 12). Tensiunea la ieşirea discriminatorului are amplitudinea

$$U_e = 0{,}254(E_c - V_0)Q_s \frac{\Delta f}{f_0}\,, \tag{34}$$

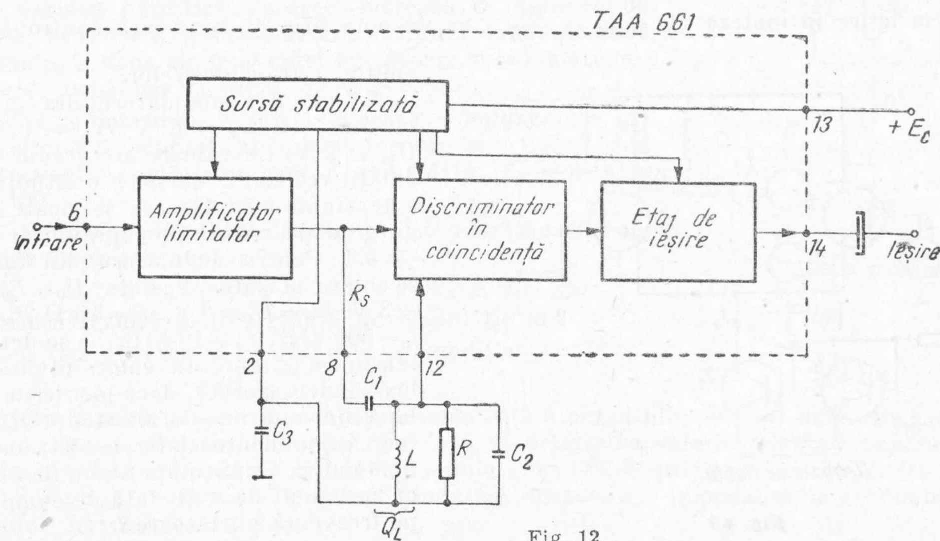


Fig. 12

în care

$$\frac{1}{Q_s} = \frac{1}{Q_L} + R_s\omega_0 \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{R(C_1 + C_2)\omega_0}, \tag{35}$$

iar V_0 este tensiunea bază-emitor a tranzistorului ($V_0 \cong 0{,}7$ V).

S-a notat prin Q_L factorul de calitate al bobinei şi prin R_s rezistenţa de ieşire la borna 8 ($R_s \cong 50\ \Omega$).

Pentru funcţionarea corectă a discriminatorului mai este necesar ca

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0{,}085. \tag{36}$$

ENUNŢURI

Producerea modulaţiei liniare

8.1(R). Se consideră modulatorul avînd la bază un multiplicator analogic cu o intrare neliniară, realizat cu o configuraţie de amplificator diferenţial cu generator de curent comandat în ritmul semnalului modulator. Cunoscînd tensiunile de alimentare, amplitudinile tensiunilor aplicate, rezistenţele din schemă şi parametrul α al tranzistoarelor să se determine expresia tensiunii la ieşire în ipoteza $U_0 \leqslant E_0 = \frac{kT}{q}$. Se va nota prin V_0 tensiunea continuă bază-emitor a tranzistoarelor.

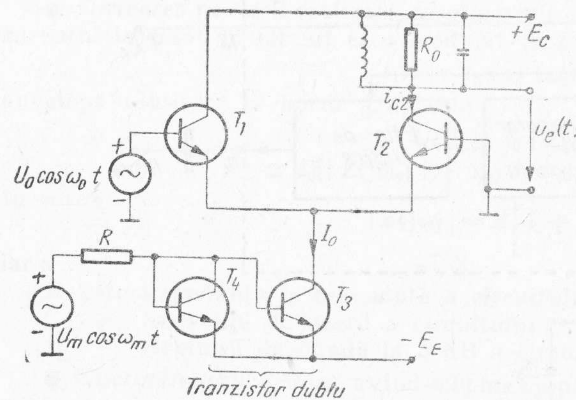


Fig. 8.1

8.2. Pentru modulatorul din figura 8.1 se cunoaşte $E_E = 6$ V, $V_0 = 0{,}7$ V şi $U_m = 2$ V. Ce valoare are gradul de modulaţie realizat? Mărind amplitudinea U_m a tensiunii modulatoare se poate obţine un grad de modulaţie supraunitar ?

8.3. Pentru modulatorul din figura 8.1 se cunosc următoarele date: $U_0 = E_0$, $U_m = 3$ V, $E_E = E_C = 6$ V, $R = 6$ kΩ, $R_0 = 3$ kΩ, $f_0 = 500$ kHz, $f_m = 10$ kHz. Să se determine tensiunea la ieşire. Ce valori admise poate lua condensatorul C dacă pierderile în bobină sînt cuprinse în rezistenţa R_0, astfel încît componentele laterale ale semnalului modulat în amplitudine să nu fie atenuate cu mai mult de 3 dB faţă de componenta pe frecvenţa purtătoare ?

8.4(R). La realizarea unui modulator se utilizează un multiplicator analogic cu tranzistor cu efect de cîmp cu canal N. Știind că funcționarea se efectuează la tensiune drenă-sursă mică ($|U_{DS}| < 100$ mV) și cunoscînd curentul de drenă I_{DSS}, respectiv tensiunea de prag U_p, să se scrie expresia tensiunii la ieșire $u_e(t)$. Ce restricții se impun pentru realizarea produsului dintre $u_1(t)$ și $u_2(t)$ cu privire la tensiunile $u_1(t)$ și $u_2(t)$?

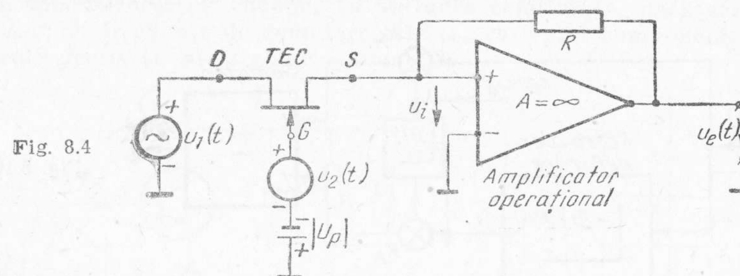


Fig. 8.4

8.5. Pentru multiplicatorul analogic din figura 8.4 se cunosc : $u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t$, $u_2(t) = U_2 + U_m \cos \omega_m(t)$ și $U_0 = 50$ mV, $U_2 = 2$ V, $U_m = 1$ V, $U_p = -4$V, $I_{DSS} = 4$ mA, $R = 4$ kΩ. Să se determine tensiunea la ieșire $u_e(t)$ și gradul de modulație realizat.

8.6(R). La modulatorul din figură tranzistorul cu efect de cîmp cu canal N este utilizat ca element neliniar cu lege de variație pătratică, deoarece lucrează în regiunea de saturație. Știind că circuitul acordat elimină componentele pe armonica a doua ale frecvenței purtătoare și modulatoare, să se scrie tensiunea la ieșire.

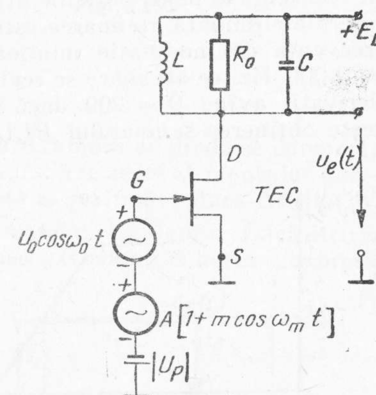


Fig. 8.6

8.7. Să se determine cu cît atenuează componentele nedorite circuitul acordat al modulatorului din figura 8.6, dacă frecvența purtătoare este $f_0 = 1$ MHz, $f_m = 5$ kHz și $Q = 100$.

8.8. Pentru modulatorul din figura 8.6 funcționarea corectă este asigurată dacă

$$U_p \leqslant u_{GS} \leqslant V_0 \quad (U_p \cong -4 \text{ V}; \quad V_0 \cong 0{,}7 \text{ V}).$$

Ce restricții rezultă pentru gradul de modulație m ?

Știind că este necesar să se respecte și condiția

$$u_e(t) > -|U_p|,$$

ce restricție rezultă pentru impedanța la rezonanță a circuitului acordat derivație ?

8.9. Pentru modulatorul din figura 8.6 să se determine valorile maxime pentru U_0 și A astfel încît să se poată obține gradul de modulație $m = 0{,}5$, știind : $E_D = 12$ V, $U_p = -4$ V, $V_0 = 0{,}7$ V, $I_{DSS} = 4$ mA. Ce valoare maximă poate avea impedanța la rezonanță, R_0, a circuitului derivație ?

8.10. Pentru producerea semnalului modulat cu bandă laterală unică se utilizează schema din figură, în care reţeaua de defazare introduce un defazaj egal cu $-\pi/2$ la toate componentele semnalului modulator $g(t)$, fără a schimba amplitudinile lor. Dacă $g(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$, să se determine semnalul la ieşire cînd circuitul de însumare efectuează suma sau diferenţa semnalelor aplicate şi să se interpreteze rezultatul. Circuitele de înmulţire ale schemei sînt multiplicatoare analogice integrate de tip L 025 cu factor de conversie K_M [V^{-1}].

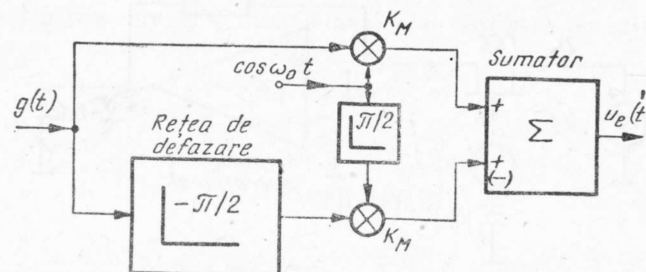


Fig. 8.10

8.11. Pentru producerea semnalului modulat cu bandă laterală unică se poate utiliza schema generală din figura 1, unde $H(j\omega)$ este factorul de transfer al unui filtru trece-bandă care extrage banda laterală dorită. Extragerea se consideră realizată în bune condiţii dacă în domeniul de frecvenţe al benzii laterale utile nu se obţine o atenuare mai mare de 3 dB, iar pentru banda laterală eliminată atenuarea este mai mare de 40 dB. Considerînd pentru semnalul modulator frecvenţa de modulaţie minimă $f_{mm} = 300$ Hz şi frecvenţa de modulaţie maximă $f_{mM} = 3\,000$ Hz, ce atenuare se realizează pentru banda nedorită, cu ajutorul unui circuit acordat derivaţie avînd $Q = 200$, dacă frecvenţa purtătoare este 10 kHz, respectiv 100 kHz. Se urmăreşte obţinerea semnalului *BLU* cu bandă laterală superioară.

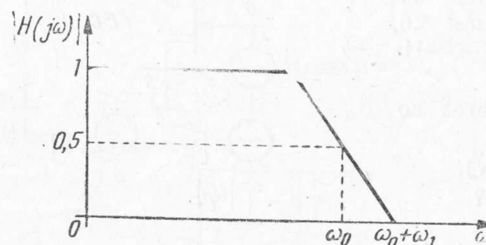


Fig. 8.12

8.12. Pentru producerea semnalului modulat cu *RBL* se utilizează schema din figura 1, în care caracteristica de transfer a filtrului este reprezentată în figura 8.12. Dacă frecvenţa modulatoare f_m este astfel încît factorul de transfer al filtrului este 0,25 pentru $(f_0 + f_m)$ şi 0,75 pentru $(f_0 - f_m)$, să se scrie expresia semnalului rezultat $u(t)$ pentru $g(t) = U_m \cos\omega_m t$, punînd în evidenţă componenta în fază şi pe cea în cuadratură.

8.13. La obţinerea semnalului modulat cu *RBL* din televiziune, în cadrul schemei din figura 1 trebuie considerat $g(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t)$. Pentru acelaşi filtru de formare ca în figura 8.12 să se scrie semnalul de ieşire $u(t)$, punînd în evidenţă componenta în fază şi pe cea în cuadratură.

8.14(R). Se consideră modulatorul cu chopper în care comutatorul este realizat cu ajutorul unui tranzistor cu efect de cîmp cu canal *N*. Semnalul de comandă în grilă este $u_0(t) =$

$= - U_0 f_i(t)$ unde $U_0 > |U_p|$, iar funcţia de întrerupere $f_i(t)$ este egală cu unitatea pentru $\cos \omega_0 t > 0$ şi egală cu zero pentru $\cos \omega_0 t < 0$. Să se determine rezistenţa R astfel încît în conducţie $|u_{DS}| = |u_1| < 100$ mV, considerînd impedanţa de intrare în etajul amplificator foarte mare. Să se scrie expresia tensiunii la bornele circuitului acordat, ştiind că acesta filtrează numai componentele în jurul frecvenţei ω_0.

8.15. Pentru modulatorul cu chopper în varianta echilibrată, dacă semnalul modulator este $g(t) = \cos \omega_m t$ iar frecvenţa de comutare este ω_0, care sînt componentele care trebuie să treacă prin filtrul selectiv şi care trebuie atenuate ?

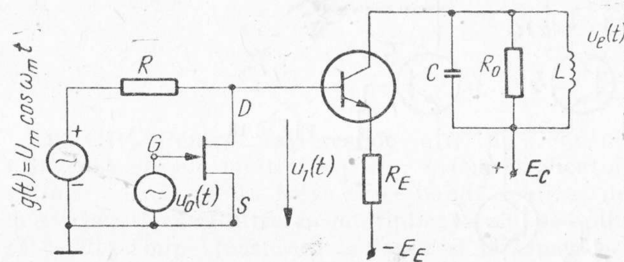


Fig. 8.14

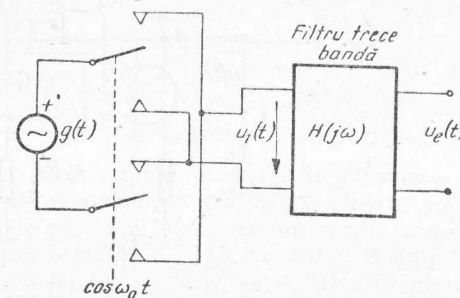


Fig. 8.15

● Producerea modulaţiei în frecvenţă

8.16. Se consideră circuitul echivalent al unui oscilator în care ramura cu diodă se comportă ca un condensator de capacitate variabilă $C_D(t) = C_0 + \Delta C \cos \omega_m t$. Să se arate că montajul generează o tensiune modulată în frecvenţă. Ce deviaţie de frecvenţă se realizează dacă $\Delta C \ll C_0$?

8.17(R). Se consideră oscilatorul cu generator de curent comandat din figură. Dacă $A(t) = A_0 + A_1 \cos \omega_m t$, să se determine pentru frecvenţa instantanee a tensiunii la borne o expresie

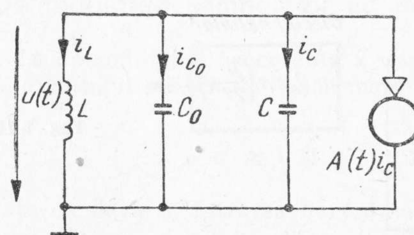


Fig. 8.16

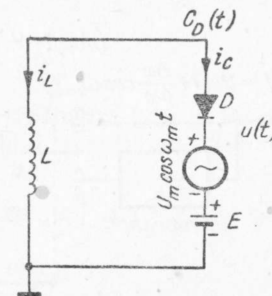


Fig. 8.17

aproximativă de forma $\omega_i(t) \cong \omega_0 - \Delta\omega \cos \omega_m t$, precizînd valorile rezultate pentru ω_0 şi $\Delta\omega$ în funcţie de elementele schemei şi de parametrii A_0 şi A_1 ($A_1 \ll A_0$).

8.18. Schema din figură generează semnale cu modulaţie de frecvenţă pe principiul prezentat în problema 8.17. Să se determine expresiile parametrilor A_0 şi A_1 în funcţie de elementele schemei ($r\omega_0 C \ll 1$ şi $|u_1(t)| \ll E_0$).

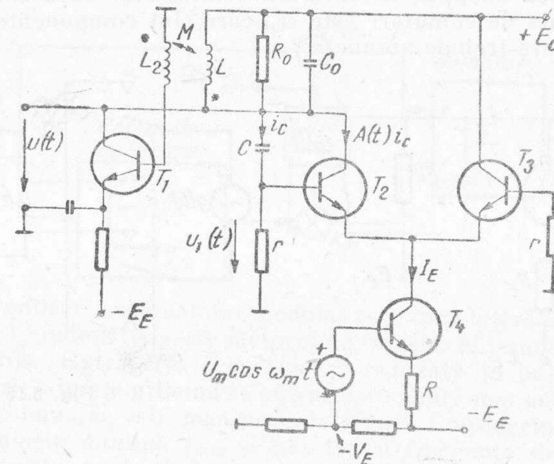


Fig. 8.18

8.19(R). Pentru producerea semnalelor cu modulaţie de frecvenţă se poate utiliza schema din figură, care are la bază metoda generatorului de undă triunghiulară. În componenţa schemei intră un etaj de schimbare a semnului (inversor), un comutator comandat de detectorul de prag (care închide comutatorul în poziţia a după ce tensiunea v coboară la valorea $-V$ şi închide comutatorul în poziţia b după ce tensiunea v creşte la valoarea V), un integrator şi un circuit neliniar avînd caracteristica $u = U_0 \sin\left(\frac{\pi}{2V} v\right)$ pentru $v \in [-V, V]$. Să se determine

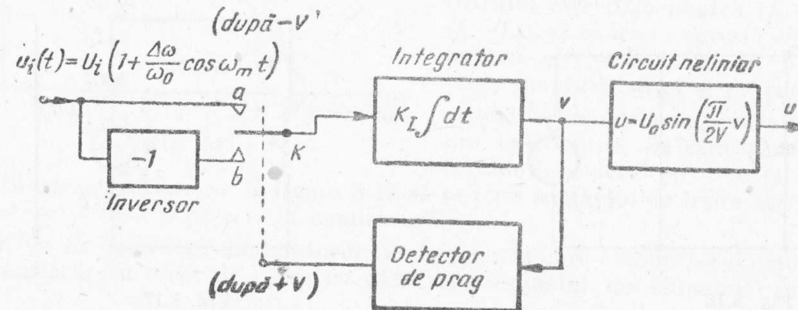


Fig. 8.19

valoarea frecvenței purtătoare a tensiunii modulate în frecvență $u(t)$ și deviația de frecvență realizată.

8.20. Procedeul Armstrong pentru producerea semnalelor cu modulație în frecvență avînd $\beta = \Delta\omega/\omega_m \leqslant 0{,}2$ radiani utilizează schema bloc din figură. Să se explice funcționarea schemei.

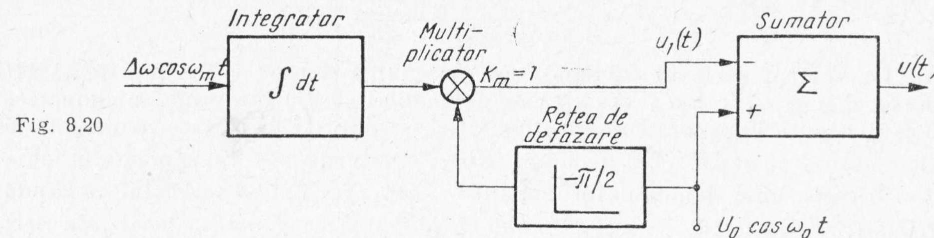


Fig. 8.20

8.21(R). Pentru creșterea deviației de frecvență a unui semnal modulat în frecvență se utilizează etajele multiplicatoare. Un multiplicator este ca principiu realizat dintr-un circuit neliniar urmat de un filtru trece-bandă realizat de cele mai multe ori cu un circuit acordat derivație. Dacă la intrarea multiplicatorului se aplică tensiunea $u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t)$, să se determine tensiunea la ieșire și lărgimea benzii necesare de trecere a filtrului pentru cazul triplorului.

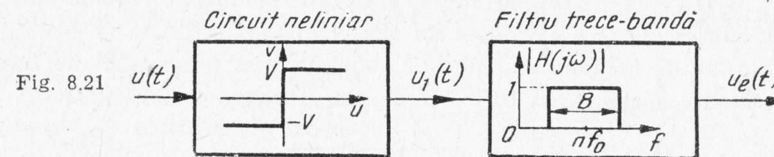


Fig. 8.21

8.22. La realizarea unui triplor (v. problema 8.21) se asigură $V = 0{,}5$ V, semnalul modulat în frecvență aplicat caracterizîndu-se prin $U_0 = 1$ V, $f_0 = 1$ MHz, $\Delta f = 10$ kHz, $f_m = 5$ kHz. Să se determine parametrii semnalului la ieșire și lărgimea benzii de trecere a filtrului.

Demodularea semnalelor cu modulație liniară

8.23. La demodularea necoerentă a semnalelor cu modulație liniară (v. fig. 6), purtătoarea însumată are amplitudinea mult mai mare decît cea a semnalului recepționat. Utilizînd aproximațiile :

$$1 + x^2 \cong 1 \text{ și } \sqrt{1+x} \cong 1 + \frac{1}{2}x \text{ pentru } |x| \ll 1,$$

să se arate că dacă la intrarea demodulatorului semnalul este

$$u(t) = \frac{\alpha}{2}\, g(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2}\, g_q(t) \sin \omega_0 t,$$

iar purtătoarea însumată este $A \cos [(\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0]$, atunci la ieșire rezultă:

$$u_{e0}(t) = \eta_d \left[\frac{\alpha g(t)}{2} \cos(\Delta\omega t + \varphi_0) - \frac{g_q(t)}{2} \sin(\Delta\omega t + \varphi_0) \right],$$

cu condiția

$$A \gg \sqrt{\alpha^2 g^2(t) + g_q^2(t)}.$$

8.24(R). Un semnal modulat cu bandă laterală dublă și purtătoare suprimată (*BLD-PS*) avînd expresia $u(t) = U_m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t$ este demodulat cu ajutorul unui demodulator coerent (v. fig. 7) care asigură frecvența corectă a purtătoarei generate local dar are o eroare de fază φ_0 astfel încît $-15^0 < \varphi_0 < 15^\circ$. Ce efect are eroarea de fază asupra semnalului demodulat?

8.25. La intrarea unui demodulator coerent (v. fig. 7) se aplică semnalul cu bandă laterală unică $(BLU) u(t) = U_m \cos(\omega_0 + \omega_m) t$. Știind că purtătoarea generată local este $A \cos (\omega_0 + \Delta\omega)t$, să se găsească expresia semnalului demodulat.

8.26. Distorsiunile de armonica a doua la demodularea semnalului de televiziune, dacă frecvența modulatoare este mică, pot fi calculate cu relația

$$\delta_2 = \frac{m}{4} \left| \left(\frac{f_m}{f_1}\right)^2 - \frac{m^2}{1+m^2} \right|; \; f_m < f_1,$$

în care $f_1 = 0{,}75$ MHz (v. fig. 8.12), iar m este gradul de modulație (demodulatorul de anvelopă utilizat considerîndu-se ideal). Ce valoare au aceste distorsiuni dacă $m = 0{,}5$ și $f_m = 0{,}25 f_1$?

8.27. Distorsiunile de armonica a doua la demodularea semnalului de televiziune pentru frecvențe modulatoare mari ($f_m > 0{,}75$ MHz) pot fi calculate cu relația

$$\delta_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{m}{1+m^2}$$

în cazul unui demodulator de anvelopă ideal. Ce valoare au aceste distorsiuni la un grad de modulație $m = 0{,}5$?

8.28(R). Se consideră detectorul de anvelopă prin mediere reprezentat în figură. Știind condensatorul C ca fiind scurtcircuit pentru semnalul aplicat $u(t) = U_0(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t$, să se scrie expresia tensiunii demodulate $u_e(t)$, dacă $U_0(1 - m) > 4V_0$.

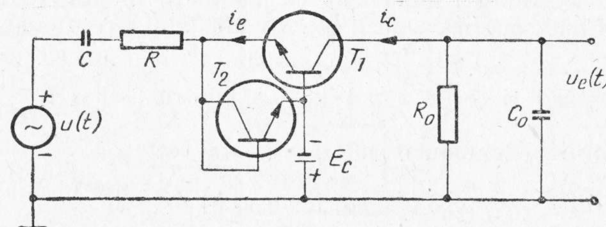


Fig. 8.28

8.29. Un detector de anvelopă prin mediere care poate lucra şi la semnale mici în raport cu tensiunea de deschidere a diodei (V_0) este reprezentat în figură. Să se explice funcţionarea schemei.

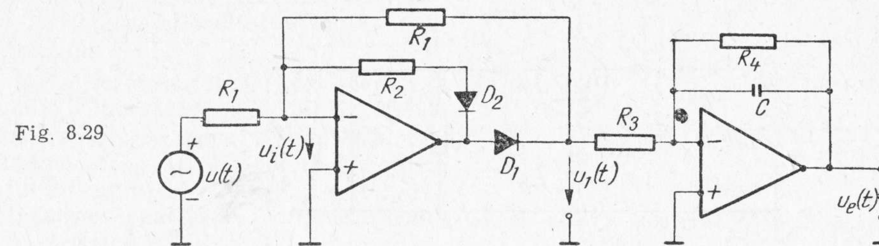


Fig. 8.29

8.30. Semnalul modulat în amplitudine aplicat detectorului reprezentat în figura 8.29 se caracterizează prin frecvenţa purtătoare $f_0 = 470$ kHz şi frecvenţa semnalului modulator f_m cuprinsă între 30 Hz şi 4,5 kHz. Dacă rezistenţa $R_4 = 10$ kΩ, să se determine capacitatea condensatorului C.

8.31(R). Detectorul de vîrf dintr-un radioreceptor lucrează la frecvenţa $f_0 = 470$ kHz, capacitatea circuitului acordat fiind $C' = 1$ nF, iar factorul de calitate al circuitului înainte de conectarea detectorului $Q_0 = 80$. Ştiind rezistenţa $R_0 = 10$ kΩ, să se determine coeficientul de priză n_2 pentru conectarea detectorului, astfel încît factorul de calitate în sarcină să devină $Q' = 40$.

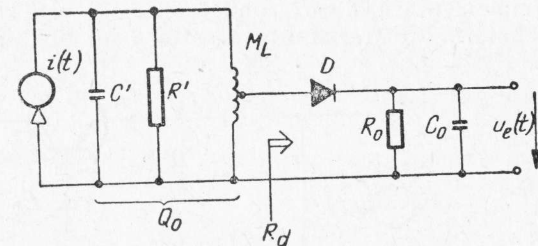


Fig. 8.31

8.32. Pentru detectorul de vîrf din problema precedentă să se stabilească dacă există distorsiuni de neurmărire şi dacă tensiunea la ieşire are nivelul dependent de frecvenţa semnalului modulator, ştiind că frecvenţa semnalului modulator este cuprinsă între 30 Hz şi 4,5 kHz, iar $C_0 = 1,5$ nF.

Demodularea semnalelor cu modulaţie de frecvenţă

8.33. Demodulatorul Clarke-Hess utilizează dispozitive semiconductoare (tranzistorul T şi dioda D) cu germaniu astfel încît tensiunea de deschidere V_0 poate fi neglijată. Condensatorul C_0 scurtcircuitează componentele de radiofrecvenţă şi poate fi considerat de reactanţă mult mai mare decît rezistenţa R_0 la frecvenţele modulatoare. Neglijînd rezistenţele în conducţie

pentru dioda D şi joncţiunea bază-emitor a tranzistorului T în raport cu reactanţa condensatorului C, să se găsească expresia tensiunii la ieşire, dacă la intrarea demodulatorului se aplică tensiunea $u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t)$.

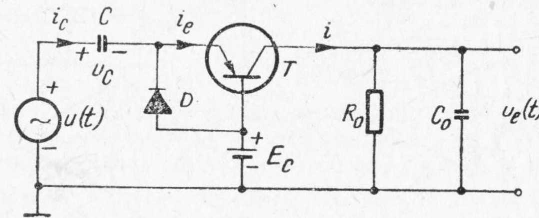


Fig. 8.33

8.34(R). Pentru demodulatorul Clarke-Hess din figura 8.33 se cunosc $R_0 = 10$ kΩ, $E_C = 9$ V, $U_0 = 1$ V, $f_0 = 1$ MHz, $\Delta f = 5$ kHz, $f_m \leqslant 3$ kHz. Să se determine capacitatea condensatorului C astfel încît panta demodulatorului să fie maximă. Care este valoarea maxim admisă pentru capacitatea condensatorului C_0?

8.35. Varianta echilibrată a demodulatorului Clarke-Hess din figură conţine o ramură complementară în care condensatorul C_c este scurtcircuitat pentru semnalul aplicat. Ce valoare trebuie să aibă rezistenţa R astfel încît funcţionarea echilibrată să fie asigurată?

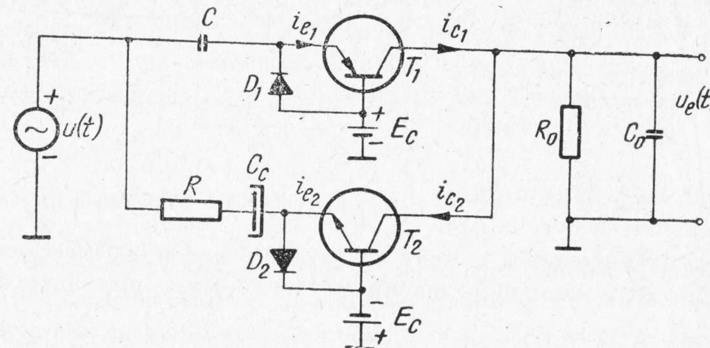


Fig. 8.35

8.36(R). Pentru demodulatorul Clarke-Hess în varianta echilibrată se cunosc: $R_0 = 10$ kΩ, $E_C = 9$ V, $U_0 = 1$ V, $f_0 = 1$ MHz, $\Delta f = 5$ kHz, $f_m \leqslant 3$ kHz. Ce capacitate are condensatorul C pentru a asigura eficacitatea maximă a demodulatorului? Să se stabilească şi valoarea necesară a rezistenţei R.

8.37. Pentru demodulatorul care utilizează un circuit derivaţie dezacordat în raport cu frecvenţa purtătoare se cunosc: factorul de calitate al circuitului acordat în lipsa amortizării de către detector $Q_0 = 80$, capacitatea de acord $C = 2$nF, frecvenţa purtătoare $f_0 = 460$ kHz,

Să se determine rezistența detectorului R_0 astfel încît factorul de calitate în sarcină să fie $Q = 40$ și frecvența de rezonanță a circuitului f, să asigure eficacitatea maximă a demodulatorului.

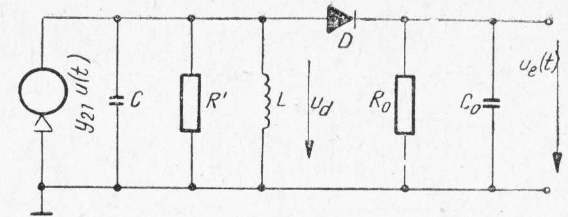


Fig 8.37

8.38. Un discriminator de fază lucrează la frecvența purtătoare $f_0 = 10,7$ MHz, într-un radioreceptor pentru emisiuni de radiodifuziune ($B_{MF} \cong 200$ kHz). Știind coeficientul de cuplaj $k = 0,1$ și $C_1 = 100$ pF, să se determine capacitatea condensatorului C_2 și panta realizată de demodulator, dacă $U_1 = 3$ V și $\eta_d \cong 1$.

8.39. Demodulatorul pentru semnale cu modulație în frecvență realizat cu circuitul integrat TAA 661 (fig. 12) are conectat în exterior circuitul C_1, L, R, C_2. Știind că $U_e = 1,41$ V, $f_0 = 6,5$ MHz, $\Delta f = 50$ kHz, $E_C = 12$ V, $Q_L = 70$ și $R_s = 50\ \Omega$, să se dimensioneze circuitul exterior (rezistența R lipsește).

9. CIRCUITE DE IMPULSURI

BREVIAR

Circuitele de impulsuri sînt destinate transformării semnalelor în impulsuri sau producerii de impulsuri. În cazul acestor circuite interesează: forma impulsurilor produse, amplitudinea acestora (tensiunea vîrf la vîrf), frecvența de repetiție a impulsurilor, stabilitatea frecvenței (în cazul generatoarelor), coeficientul de umplere (la impulsurile dreptunghiulare) etc.

● Circuite de formare a impulsurilor

Limitatoare de amplitudine pentru impulsuri

● *Se numește limitator* un diport (cuadripol) la ieșirea căruia tensiunea $u_{ieș}(t)$ rămîne practic constantă cînd tensiunea la intrare $u_{in}(t)$ depășește o anumită valoare de prag U_{pr}. În acest scop se folosesc limitatoarele cu diodă serie sau paralel (fig. 1, *a* și *b*) sau limitatorul cu tranzistoare (fig. 1, *c*) numit și amplificator limitator.

● *Limitatoarele se utilizează* pentru formarea unor impulsuri de amplitudine standard, restabilirea formei impulsurilor al căror palier este distorsionat, formarea unor impulsuri dintr-o tensiune sinusoidală.

Circuite de ingustare (de diferențiere) a impulsurilor

Pentru circuitul *RC* din figura 2,*a*,

$$i = C\frac{du_C}{dt}. \qquad (1)$$

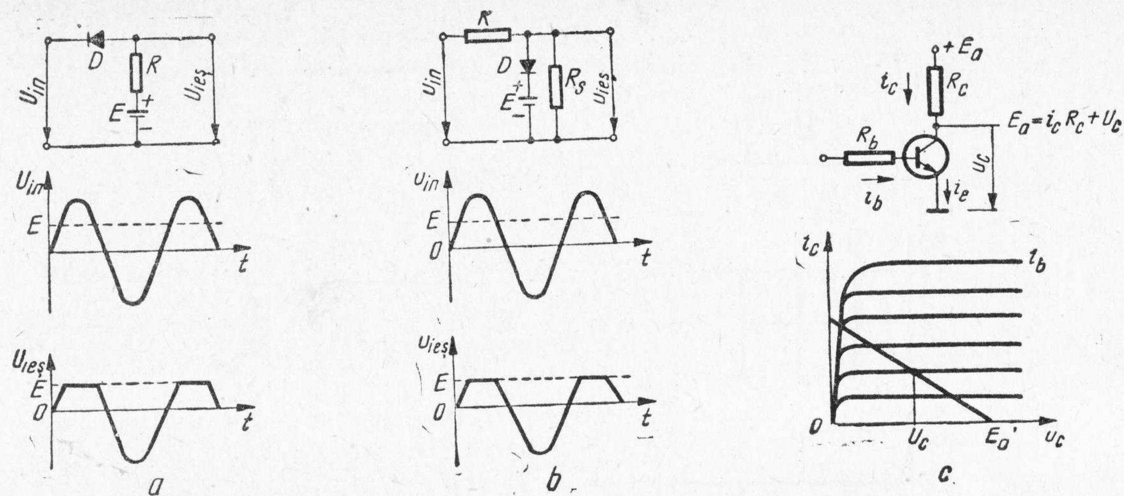


Fig. 1

Dacă rezistența R este mică, se poate admite

$$u_C \cong u_{in} \tag{2}$$

$$i \cong C\frac{\mathrm{d}u_{in}}{\mathrm{d}t}; \tag{3}$$

în aceste condiții

$$u_{ieş} = Ri \cong RC\frac{\mathrm{d}u_{in}}{\mathrm{d}t}. \tag{4}$$

● *Pentru regimul armonic* condiția (4) este realizată cu aproximație foarte bună cînd

$$R \ll \frac{1}{\omega C}$$

sau

$$\tau = RC \ll \frac{1}{\omega}. \tag{5}$$

În aceste condiții circuitul este un circuit de diferențiere.

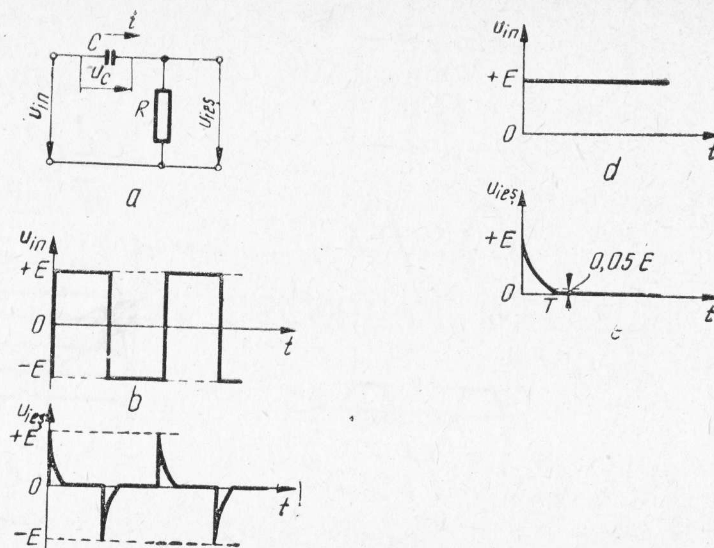


Fig. 2

• *În cazul unui semnal periodic dreptunghiular* (fig. 2, *b*), condiția (5) trebuie îndeplinită pentru armonica de frecvența cea mai mare care are o pondere în sinteza semnalului periodic. Din figura 2, *c* se vede că din impulsurile dreptunghiulare s-au obținut prin diferențiere impulsuri de foarte scurtă durată ; printr-un proces de limitare se pot elimina impulsurile negative sau cele pozitive după dorință.

• Presupunînd că la intrarea circuitului de îngustare a impulsurilor se aplică un singur *impuls treaptă* de amplitudine E la timpul $t = 0$ și că rezistența R este foarte mică, se poate scrie

$$u_C = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cong E = u_{in}; \qquad (6)$$

și

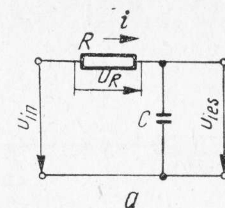
$$u_{ieș} = RC\frac{du_C}{dt} = Ee^{-\frac{t}{\tau}}. \qquad (7)$$

În figurile 2, *d* și 2, *e* este reprezentat semnalul la intrarea circuitului RC și apoi la ieșire. Durata T a impulsului obținut la ieșire este egală cu intervalul de timp în care tensiunea $u_{ieș}$ scade practic la 0, adică devine mai mică decît $0{,}05E$. Acest lucru se produce după

$$T = 3\tau = 3RC. \qquad (8)$$

○ **Notă.** Rezultate similare se obțin și cu un circuit RL, dacă tensiunea la bornele bobinei se consideră ca tensiune de ieșire.

Circuite de lățire (de integrare) a impulsurilor



În cazul circuitului din figura 3, *a*, dacă rezistența este mare se poate scrie

$$u_R \cong u_{in} \tag{9}$$

și

$$i = \frac{u_{in}}{R} \tag{10}$$

Tensiunea la ieșire este

$$u_{ieș} \cong \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = \frac{1}{CR}\int_0^t u_{in}dt. \tag{11}$$

● *În cazul regimului armonic* relația (11) este adevărată cînd

$$R \gg \frac{1}{\omega C}$$

sau

$$\tau = RC \gg \frac{1}{\omega}, \tag{12}$$

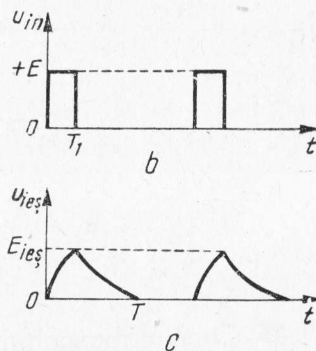


Fig. 3

ceea ce arată că circuitul este un circuit de integrare.

● *În cazul unui semnal periodic dreptunghiular* (fig. 3, *b*) condiția (12) trebuie îndeplinită pentru armonica de frecvență fundamentală. Din figura 3, *c* se constată că din impulsuri dreptunghiulare se obțin prin integrare impulsuri lățite, de durată

$$T = T_1 + T_2, \tag{13}$$

unde

$$T_2 \cong 3\tau = 3RC. \tag{14}$$

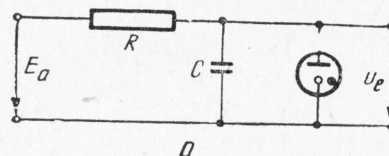
Aceste impulsuri au amplitudinea

$$E_{ieș} = E\left(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}}\right). \tag{15}$$

○ **Notă.** Rezultate similare se obțin și cu circuite *RL*.

● Oscilator de relaxare cu tub de neon

● *Schema unui oscilator de relaxare cu tub cu neon* este prezentată în figura 4, *a*, iar în figura 4, *b* sînt prezentate oscilațiile produse de montajul respectiv.



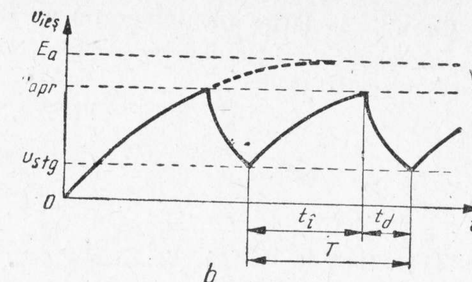


Fig. 4

- *Perioada oscilațiilor generate* este dată de relația

$$T = t_i + t_d = C\left[R \ln \frac{E_a - U_{stg}}{E_a - U_{apr}} + R_i \ln \frac{U_{apr}}{U_{stg}}\right]; \quad (16)$$

$$t_d \ll t_i.$$

Circuite basculante

Circuitele basculante se pot găsi în două stări : un dispozitiv blocat și celălalt în conducție și invers, trecerea dintr-o stare în cealaltă făcîndu-se fără aplicarea sau la aplicarea, din exterior, a unor impulsuri de comandă.

Circuitul basculant astabil

Circuitul basculant astabil (multivibratorul) nu are nici o stare stabilă corespunzătoare conducției, respectiv blocării unei ramuri. Trecerea dintr-o stare în cealaltă se face fără a fi necesar un impuls la comandă din exterior.

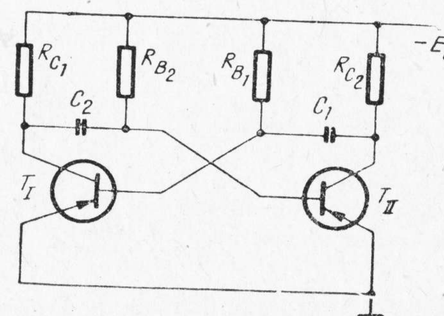


Fig. 5

- În figura 5 este prezentată *schema unui circuit basculant astabil cu tranzistoare cu cuplaj colector-bază.*

Dacă se notează cu T_1 durata cît tranzistorul T_I este blocat și cu T_2 aceeași mărime pentru T_{II}, sînt valabile relațiile

$$T_1 = C_1 R_{B1} \ln 2 = 0{,}69\, C_1 R_{B1}\,;\ T_2 = C_2 R_{B2} \ln 2 = 0{,}69 C_2 R_{B2}. \quad (17,\ a)$$

- *Perioada oscilațiilor generate* $T = T_1 + T_2$, iar în cazul unui montaj simetric

$$T = 2CR_B \ln 2 = 1{,}38 CR_B. \quad (17,\ b)$$

Tranzistorul T_I, respectiv T_{II} se află în stare de saturație dacă sînt îndeplinite condițiile

$$\left.\begin{aligned} R_{B1} &\leqslant \beta_1 R_{C1} \\ R_{B2} &\leqslant \beta_2 R_{C2} \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

● *Fronturile negative ale impulsurilor generate* sînt determinate de încărcarea capacităților de colector la blocarea tranzistorului respectiv.

În cazul unui circuit simetric timpul de revenire este dat de relația

$$t_{rev} = 2{,}3\ CR_C. \tag{19}$$

Circuitul basculant monostabil

Circuitele basculante monostabile se caracterizează printr-o singură stare stabilă de funcționare corespunzătoare conducției pe o anumită ramură și blocării pe cealaltă. La o comandă exterioară adecvată, circuitele monostabile trec într-o a doua stare (cvasistabilă) un timp finit, după care revin la starea stabilă.

● *Frecvența impulsurilor generate* este egală cu frecvența impulsurilor de comandă.

● În figura 6 este prezentată *schema unui circuit basculant monastabil cu tranzistoare cu cuplaj colector-bază*. În starea stabilă tranzistorul T_I este blocat, iar tranzistorul T_{II} conduce la saturație. Pentru acest lucru trebuie îndeplinite condițiile

$$\left.\begin{aligned} E_B &\geqslant R_{B1} I_{CB0\,max} && - (T_I - \text{blocat}); \\ R_{B2} &\leqslant \beta_{min} R_{C2} && - (T_{II} - \text{saturat}). \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

● *Pentru producerea basculării* este necesar un impuls de comandă, iar *pentru ca T_I să conducă la saturație* trebuie îndeplinită condiția

$$\frac{E_C}{R+R_{C2}} - \frac{E_B}{R_{B1}} \geqslant \frac{E_C}{\beta_{min} R_{C1}}. \tag{21}$$

Durata cvasistabilă cît tranzistorul T_I este în stare de saturație se determină cu relația

$$T_i = 0{,}69 C_2 R_{B2}, \tag{22}$$

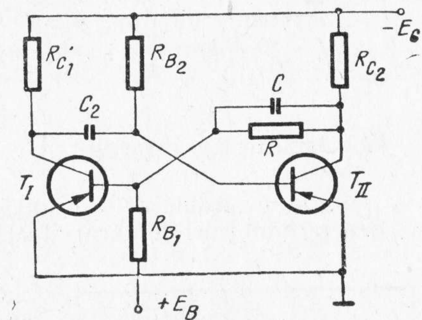


Fig. 6

iar amplitudinea impulsului generat este

$$U_{ve2} = \frac{R}{R+R_{C2}} E_C. \tag{23}$$

Timpul de revenire la starea stabilă se datorește reîncărcării condensatorului C_2:

$$t_{rev} \cong 2 \cdot 2{,}3 C_2 R_{C1}. \tag{24}$$

● *Perioada minimă de repetiție a impulsurilor de comandă* este

$$T_{min} = T_i + t_{rev}. \tag{25}$$

Circuitul basculant bistabil

Circuitul basculant bistabil, de cele mai multe ori simetric, se caracterizează prin două poziţii stabile de funcţionare, corespunzătoare conducţiei pe o ramură a elementului activ cu care este construit. şi blocării pe cealaltă ramură

- *Pentru producerea basculării* dintr-o stare în cealaltă este necesar:
— un impuls convenabil aplicat să deschidă ramura blocată;
— amplificarea în tensiune a buclei închise să fie supraunitară.
- În figura 7 este prezentată *schema de principiu a unui circuit basculant bistabil simetric realizat cu tranzistoare bipolare.*

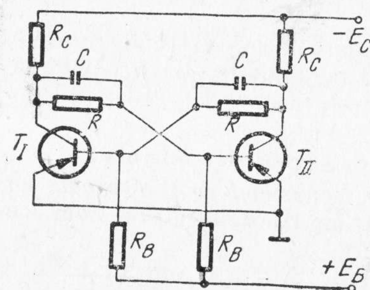


Fig. 7

- *Pentru ca un tranzistor să fie blocat* se impune condiţia

$$E_B > R_B I_{CB0\ max}, \quad (26)$$

iar *pentru ca celălalt tranzistor să fie saturat* — condiţia

$$R < \frac{\beta_{min}}{1 + \beta_{min}\dfrac{I_{CB0\ max}}{I_C}} R_C, \quad (27)$$

unde I_C reprezintă valoarea curentului de colector la saturaţie

$$I_C \cong \frac{E_C}{R_C}.$$

Oscilatorul autoblocat

Oscilatorul autoblocat este un generator de tensiune nesinusoidală, cu ajutorul căruia se pot genera impulsuri de durată foarte mică (0,05—25 µs), avînd coeficienţi de umplere reduşi.

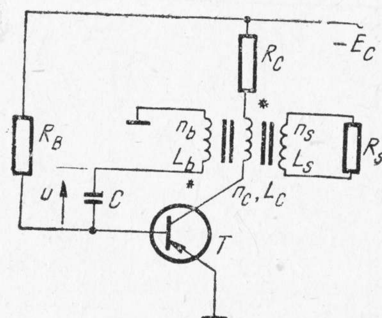


Fig. 8

- *Schema de principiu a unui oscilator autoblocat cu tranzistor* este prezentată în figura 8. Realizarea unui proces cumulativ pe bucla de reacţie este condiţionată de relaţia

$$\beta n > 1, \quad (28)$$

în care:

β — este factorul de amplificare în curent al tranzistorului;

$n = \frac{n_c}{n_b}$ — raportul de transformare colector/bază.

- *Durata T_p cît tranzistorul este blocat* rezultă din relaţia

$$T_p = CR_b \ln\left[1 + \frac{U_i}{E_C + R_B I_{CB0}}\right], \quad (29)$$

în care:

$$U_i = 0{,}55 \frac{nE_C T_i}{C(R_C + n^2 h_{11es})};\qquad (30)$$

T_i reprezintă durata cît tranzistorul se află în stare de saturație;
h_{11es} — parametrul h_{11e} la saturația tranzistorului.

ENUNȚURI

Circuite de formare a impulsurilor

9.1. Se consideră circuitul RC de lațire a impulsurilor din figura 3, *a* care este alimentat de la un generator de impulsuri cu un impuls dreptunghiular de durata $T_1 = 250$ μs. Știind că $R = 100$ kΩ, $C = 0{,}1$ μF și că amplitudinea impulsurilor la intrare este $E = 1$ V, să se determine amplitudinea și durata impulsului la ieșire și să se reprezinte grafic.

9.2. La circuitul RC din figura 3, *a* se consideră că se conectează un generator de impulsuri cu impedanță internă nulă, impulsuri a căror formă este reprezentată în figura 9.2. Se cere să se deducă tensiunea la ieșire, dacă $R = 100$ kΩ, $C = 0{,}1$ μF, amplitudinea impulsurilor $E = 1$ V și frecvența impulsurilor $f = 2$ kHz.

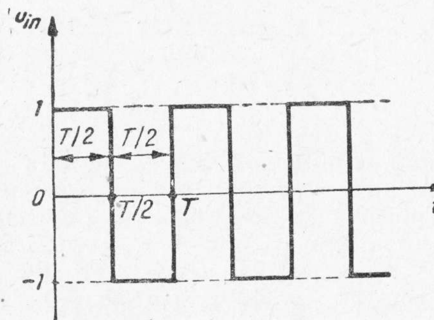


Fig. 9.2

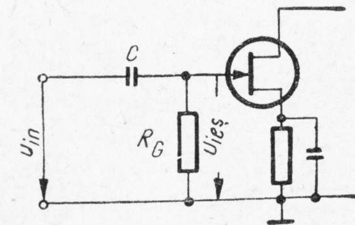


Fig. 9.3

9.3. La intrarea unui etaj de amplificare cu TEC la care capacitatea de cuplaj este $C = 10$ nF și rezistența de grilă $R_G = 0{,}5$ MΩ (fig. 9.3) se aplică un impuls dreptunghiular de durată $T_i = 50$ ms și amplitudine $E = 1$ V. Să se reprezinte tensiunea la intrarea pe grilă, dacă se consideră că generatorul de impulsuri de la intrare are impedanță internă nulă.

9.4. Să se arate ce se întîmplă în cazul problemei 9.3 dacă se ține seama de capacitatea de intrare a TEC-ului $C_{in} = 5$ pF, deci dacă se iau în considerare capacitățile parazite. Care este situația dacă capacitatea C are în loc de 10 nF, valoarea de 40 pF ?

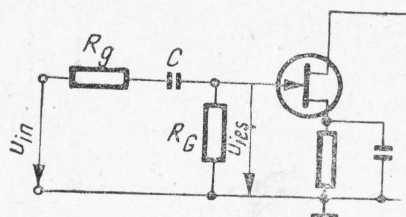
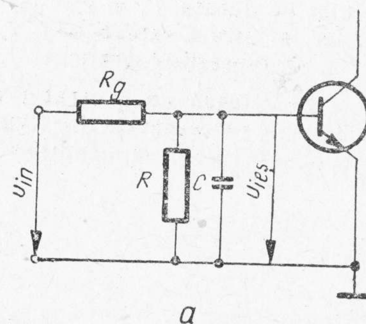


Fig. 9.5

9.5. Se consideră circuitul din figura 9.5, care este practic circuitul din figura 9.3, în care se ține seama și de rezistența internă a generatorului R_g. Datele problemei sînt cele de la problema 9.3. Se consideră două cazuri : a) $R_g = 10$ kΩ, b) $R_g = 100$ kΩ.

9.6. Se conectează un circuit RC la intrarea unui etaj cu tranzistor bipolar (fig. 9.6), care are o impedanță de intrare $R_g \cong 10$ kΩ. Presupunînd că la intrare se aplică un generator de impulsuri cu impedanță internă nulă, că impulsul dreptunghiular aplicat are durata $T_i = 1$ ms și amplitudinea $E = 1$ V și că $R = 100$ kΩ, $C = 22$ nF, să se determine tensiunea pe baza tranzistorului.



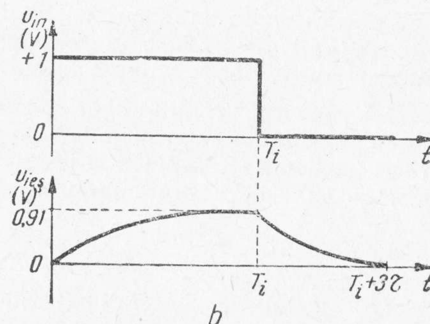


Fig. 9.6

9.7. Se consideră circuitul de intrare a unui etaj amplificator de impulsuri ca cel din figura 9.7, în care se ține seama și de capacitatea de intrare C_{in}, în paralel pe rezistența R_G. Să se deducă și să se reprezinte tensiunea la ieșirea circuitului, u_{ies}, dacă $R_g = 10$ kΩ, $C = 50$ pF, $R_G = 500$ kΩ, $C_{in} = 5$ pF și $E = 1$ V și să se compare cu situația cînd $R_g = 0$ și $C_{in} = 0$, în cazul unui impuls dreptunghiular cu durata $T_i = 1$ ms.

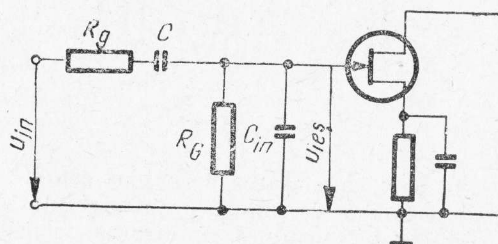


Fig. 9.7

9.8. Se consideră un limitator serie cu o diodă ca în figura 9.8, în care dioda se consideră că este deschisă la o tensiune $u_D \geq 0$. Să se determine expresia tensiunii la ieșire atunci cînd se cunosc

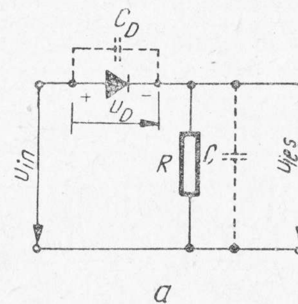
rezistenţa internă a generatorului R_g, rezistenţa directă a diodei R_D, rezistenţa inversă a diodei R_{inv}, rezistenţa R, tensiunea E, tensiunea de intrare $u_{in} = U_{in} \sin \omega t$. Aplicaţie: $E_a = 10$ V, $K = 0,1$, $R = 2$ kΩ, $R_g = 4$ Ω, $R_D = 100$ Ω, $R_{inv} = 1$ MΩ, $u_{in} = 10 \sin [10^5 t]$.

Fig. 9.8

9.9. Se consideră un limitator serie cu diodă ca în figura 9.9, *a*, căruia i se aplică o tensiune periodică de perioadă $T = 4$ μs, cu expresia

$$\begin{cases} u_{in} = E, & t \in \left[kT, \left(k + \frac{1}{2}\right) T\right], \\ u_{in} = -E, & t \in \left[\left(k + \frac{1}{2}\right) T, \ (k+1)T\right]. \end{cases}$$

Se consideră că $R \gg R_D$ (rezistenţa directă a diodei), $R \ll R_{inv}$ (rezistenţa inversă a diodei) şi că tensiunea la care dioda este deschisă este $U_D \geqslant 0$. Să se determine expresia tensiunii la ieşire; ce se întîmplă dacă se ţine seama de capacitatea diodei C_D şi de capacitatea parazită C, în paralel pe rezistenţa R? Aplicaţie: $E = 10$ V, $R_D = 100$ Ω, $R_{inv} = 1$ mΩ, $C_D = 8$ pF, $C = 20$ pF, $R = 10$ kΩ.



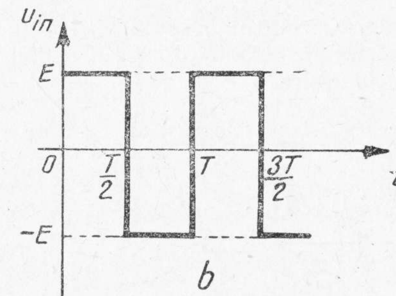


Fig. 9.9

9.10. Fie un limitator bilateral paralel cu diode reale cu siliciu (fig. 9.10). Să se reprezinte tensiunea la ieşirea unui astfel de limitator cînd la intrare se aplică o tensiune sinusoidală cu amplitudinea $E = 1,2$ V şi frecvenţa 1 kHz. Rezistenţa de sarcină $R_s = 10$ kΩ, iar $R_g = 4$ Ω; $R_D = 100$ Ω, $R_{inv} = 1$ MΩ (capacităţile parazite sînt neglijabile).

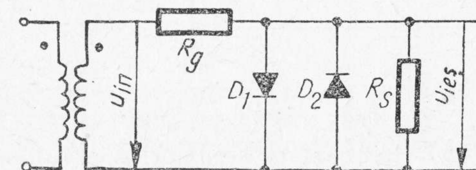


Fig. 9.10

Oscilator de relaxare cu tub de neon

9.11. Elementele unui oscilator de relaxare cu tub cu neon (fig. 4) au următoarele valori: $R = 5\ k\Omega$, $C = 5\ \mu F$, $U_{apr} = 100\ V$, $U_{stg} = 75\ V$, $R_i = 200\ \Omega$, $E_a = 120\ V$. Să se determine frecvența și amplitudinea oscilațiilor generate.

9.12. Să se determine frecvența impulsurilor generate de un oscilator de relaxare cu tub cu neon pentru care $R = 1\ M\Omega$, $C = 1\ \mu F$, $U_{apr} = \frac{E_a}{2}$, $U_{stg} = \frac{E_a}{4}$ și $R \gg Ri$.

Circuite basculante

9.13. Să se arate cum se poate realiza modificarea coeficientului de umplere al impulsurilor dreptunghiulare generate de un multivibrator, fără a se modifica frecvența acestor oscilații.

9.14. Pentru circuitul basculant astabil cu tranzistoare prezentat în figura 5, să se determine relația pentru perioada oscilațiilor generate în cazul cînd nu se neglijează curentul I_{CB0}.

9.15(R). Pentru micșorarea duratei fronturilor negative ale impulsurilor generate se folosește schema din figura 9.15. Să se explice cum se realizează acest lucru. Care este condiția de menținere în saturație a tranzistorului T_{II} în acest caz?

9.16. Se consideră circuitul basculant astabil prezentat în figura 5, pentru care se cunosc $R_{B1} = R_{B2} = 20\ k\Omega$, $C_1 = 500\ pF$, $C_2 = 1\,000\ pF$. Să se determine frecvența de repetiție a impulsurilor de la ieșire.

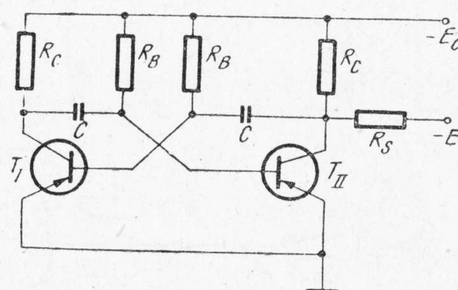


Fig. 9.15

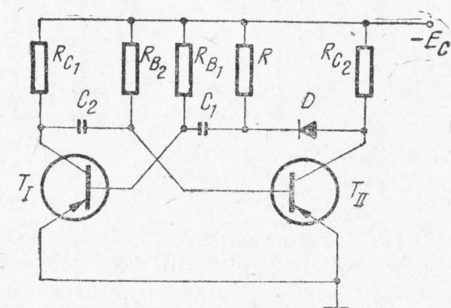


Fig. 9.17

9.17. Un circuit basculant astabil simetric lucrează pe o sarcină activă (fig. 9.17). Să se determine expresia perioadei impulsurilor generate în cazul cînd nu se neglijează I_{CB0}.

9.18. Să se determine condiţia care trebuie îndeplinită pentru ca în cazul circuitului basculant astabil prezentat în figura 5 tranzistoarele să lucreze la saturaţie. Nu se vor neglija tensiunile $U_{EC\,sat}$ şi U_{EB}. Care este amplitudinea impulsurilor generate?

9.19. În figura 9.19 este prezentată schema unui circuit basculant astabil simetric. Să se determine expresia perioadei de repetiţie a impulsurilor generate. Să se calculeze valoarea minimă a tensiunii sursei E_{C2}.

9.20. Un circuit basculant astabil cu cuplaj colector-bază are elementele $R_{C1} = R_{C2} = 1$ kΩ; $R_{B1} = R_{B2} = 30$ kΩ; $C_1 = C_2 = 500$ pF; $E_C = 12$ V. Să se determine frecvenţa impulsurilor generate, precum şi durata frontului negativ al acestor impulsuri.

9.21. Pentru circuitul basculant astabil prezentat în figura 5, să se reprezinte formele de undă ale tensiunilor u_{C1}, u_{C2}, u_{B1} şi u_{B2}.

Fig. 9.19

9.22(R). Circuitul basculant astabil prezentat în figura 19.9 are $C = 10$ nF, $R_B = 20$ kΩ; $R_C = 2$ kΩ; $E_{C1} = 12$ V; $E_{C2} = 3$ V. Să se determine frecvenţa impulsurilor generate şi valoarea minimă a factorului de amplificare în curent pentru ca tranzistoarele să fie saturate imediat după basculare.

9.23(R). În figura 9.23 este prezentată schema unui circuit basculant astabil, ale cărui elemente au valorile $C_1 = C_2 = 5$ nF, ; $R_1 = R_2 = 1$ kΩ; $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 15$ kΩ şi $E_C = 2E = 12$ V. Să se determine frecvenţa impulsurilor generate.

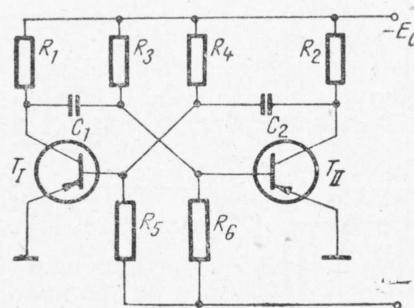


Fig. 9.23

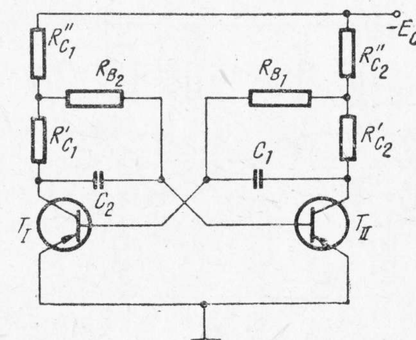


Fig. 9.24

9.24. Se consideră un circuit basculant astabil a cărui schemă este prezentată în figura 9.24. Cunoscîndu-se valorile elementelor schemei $E_C = 12$ V, $R'_{C1} = R'_{C2} = 1$ kΩ, $R''_{C1} = R''_{C2} = 2$ kΩ; $R_{B1} = R_{B2} = 75$ kΩ; $C_1 = C_2 = 470$ pF, să se determine frecvenţa impulsurilor generate precum şi amplitudinea acestora (se va neglija curentul I_{CB0}).

9.25. Un circuit basculant astabil cu pornire sigură este prezentat în figura 9.25. Să se explice de ce nu pot rămîne simultan în saturație ambele tranzistoare.

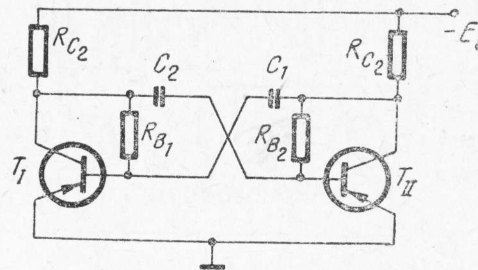


Fig. 9.25

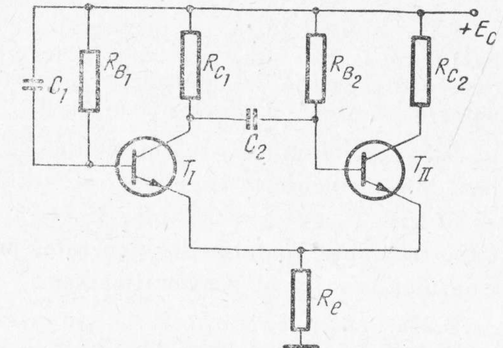


Fig. 9.26

9.26. Elementele circuitului basculant astabil prezentat în figura 9.26 au valorile $E_C = 10$ V; $R_{B1} = R_{B2} = 120$ kΩ; $R_{C1} = 4{,}7$ kΩ; $R_{C2} = 1$ kΩ; $C_2 = 680$ pF; $C_1 = 1$ μF; $R_e = 200$ Ω. Să se explice principiul de funcționare al montajului și să se determine valoarea perioadei impulsurilor generate.

9.27. În figura 9.27 este prezentată schema unui multivibrator cu diode de accelerare cu ajutorul cărora se obține o îmbunătățire a formei impulsurilor generate. Să se explice cum se realizează acest lucru.

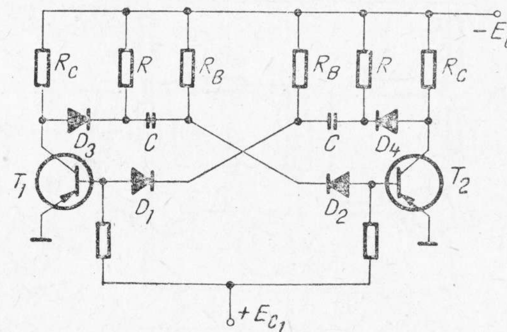


Fig. 9.27

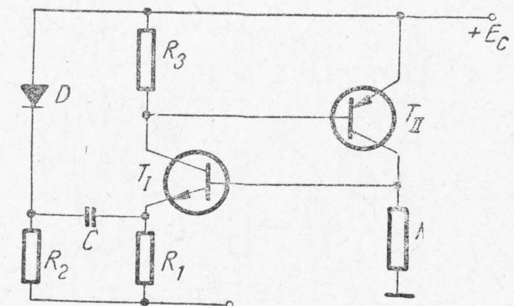


Fig. 9.28

9.28(R). Circuitul basculant astabil prezentat în figura 9.28 este realizat cu ajutorul unei perechi de tranzistoare complementare și are proprietatea că poate genera semnale de frecvențe mai mari. Să se explice principiul de funcționare al circuitului și să se stabilească o relație pentru perioada oscilațiilor generate.

9.29. În figura 9.29 este prezentată schema unui multivibrator cu cuplaj capacitiv între emitori, echipat cu tranzistoare complementare. Să se explice funcționarea schemei, avantajele care le prezintă și să se reprezinte variațiile tensiunilor din colector și emitor.

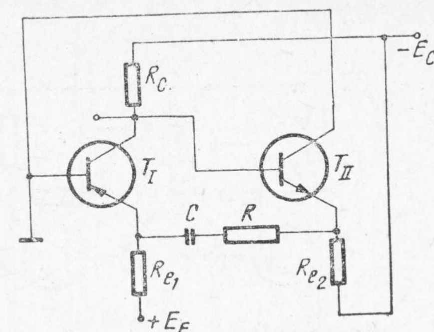


Fig. 9.29

9.30. Pentru circuitul basculant monostabil prezentat în figura 6 să se reprezinte diagramele de variație în timp pentru tensiunile u_{CEI}, u_{CEII} și u_{BEII}.

9.31. Ce se întîmplă cu durata t_i a stării cvasistabile (T_I—saturat) pentru schema prezentată în figura 6, dacă temperatura mediului ambiant crește.

9.32(R). Se consideră un circuit basculant monostabil cu cuplaj colector-bază (fig. 6) pentru care se presupune $I_{CB0} = 0$ și $U_{CE\,sat} = 0$ și se cunosc următoarele valori ale elementelor schemei : $\beta_{min} = 20$; gradul de saturație minim pentru ambele tranzistoare $n = 2$; tensiunea de blocare a tranzistorului T_I, $u_{BI} = 1{,}5$ V ; $E_C = 12$ V ; $E_B = 6$ V ; curentul de saturație al tranzistorului T_{II} este de 2 mA ; $C_2 = 100$ nF ; $R_{C1} = 2$ kΩ. Să se determine durata T_i a stării cvasistabile, timpul de revenire și amplitudinea impulsului obținut.

9.33(R). Pentru circuitul basculant monostabil prezentat în figura 6 se cunoaște valoarea rezistenței $R_{B2} = 10$ kΩ. Să se determine valoarea capacității C_2 pentru a se realiza o durată a impulsului $T_i = 20$ μs.

9.34. În figura 9.34 este prezentată schema unui circuit basculant monostabil (se neglijează curentul I_{CB0} și tensiunile pe joncțiunile tranzistorului saturat). Să se determine condiția de blocare a tranzistorului T_I și condiția de saturație a tranzistorului T_{II}. Să se determine durata impulsului obținut în urma aplicării unui impuls de declanșare, precum și durata timpului de revenire.

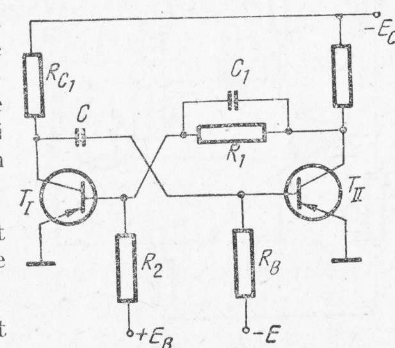


Fig. 9.34

9.35. Să se determine în ce condiții un circuit basculant monostabil cu tranzistoare, cu cuplaj colector-bază, poate deveni un divizor de frecvență.

9.36. În figura 9.36 este prezentată schema unui circuit monostabil cu tranzistoare bipolare de tip *npn*. Se cere durata impulsului obținut în colectorul tranzistorului T_{II}, precum și diagramele tensiunilor din baze și colectori.

9.37. Schema unui circuit basculant monostabil cu cuplaj prin emitor este prezentată în figura 9.37. Să se deducă relațiile pentru durata impulsului și pentru timpul de revenire în funcție de elementele schemei.

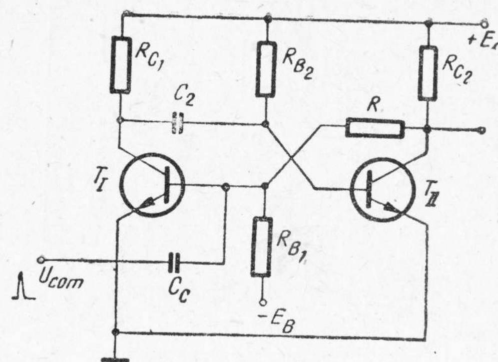


Fig. 9.36

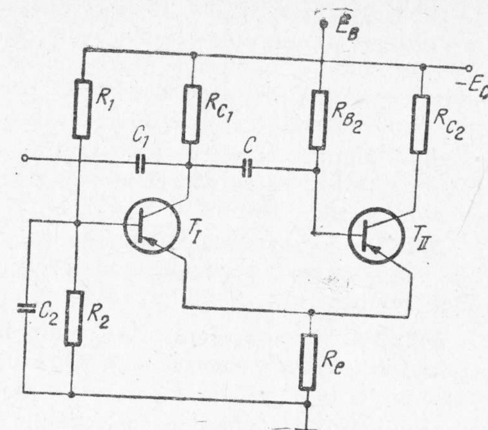


Fig. 9.37

9.38. În figura 9.38 este prezentată schema unui circuit basculant monostabil cu cuplaj prin emitor. Să se determine durata impulsului obţinut în urma aplicării unui impuls de declanşare în funcţie de elementele schemei, precum şi amplitudinea acestui impuls, presupunînd că în stare de conducţie tranzistoarele sînt saturate.

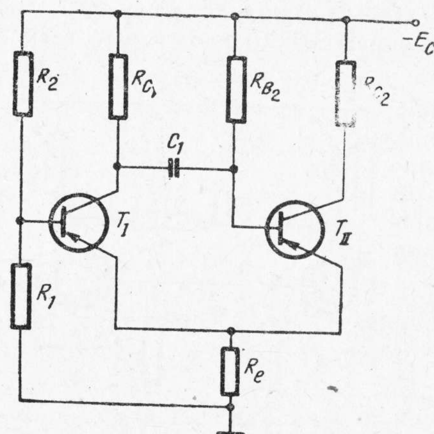


Fig. 9.38

9.39. Pentru circuitul basculant monostabil prezentat în figura 9.41 să se determine condiţiile ca în starea stabilă tranzistorul T_I să fie blocat, iar tranzistorul T_{II} să fie la saturaţie. Să se determine de asemenea valoarea timpului de revenire.

9.40. Să se reprezinte diagramele de variaţie în timp a tensiunilor u_{CI}, u_{CII}, u_{BEII} şi u_E pentru circuitul basculant monostabil prezentat în figura 9.38.

9.41. În figura 9.41 este prezentată schema unui circuit basculant monostabil cu cuplaj capacitiv între emitori. Să se explice funcţionarea schemei şi avantajele pe care aceasta le prezintă.

9.42. Să se explice de ce un circuit basculant bistabil poate fi considerat ca un divizor de frecvenţă, raportul de divizare fiind egal cu 2.

9.43. Pentru circuitul basculant bistabil prezentat în figura 7 să se determine: tensiunea de colector a tranzistorului blocat; tensiunea de colector a tranzistorului aflat în stare de saturaţie; amplitudinea impulsului obţinut după basculare.

9.44. Să se determine amplitudinea impulsului de ieșire al unui circuit basculant bistabil simetric, cunoscînd: $E_C = 12$ V; $E_B = 6$ V; tensiunea pe baza tranzistorului saturat 0,3 V (egală aproximativ cu cea de pe colector); curentul rezidual al tranzistorului blocat $I_{CB0} = 0{,}15$ mA și rezistențele $R_C = 2$ kΩ, $R = 15$ kΩ.

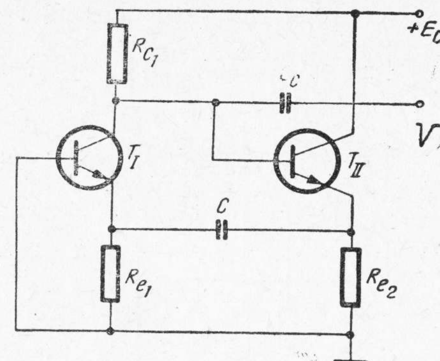


Fig. 9.41

9.45(R). Se consideră circuitul basculant bistabil simetric prezentat în figura 9.45, pentru care se cunosc: $E_C = 4{,}5$ V; $E_B = 3$ V; $\beta = 40$; $I_{CB0} = 100$ μA; $I_C = 10$ mA; $R_1 = 9$ kΩ; $R_2 = 20$ kΩ. Să se verifice dacă sînt îndeplinite condițiile ca tranzistorul T_{II} să fie blocat, iar tranzistorul T_I în stare de saturație.

9.46. Tensiunea pe baza tranzistorului blocat al unui circuit basculant bistabil simetric este de 0,5 V, iar amplitudinea impulsului generat în urma basculării este de 8 V. Tranzistoarele folosite sînt EFT 322 cu $I_{CB0} = 0{,}1$ mA, iar tensiunile de alimentare sînt $E_C = 12$ V și $E_B = 6$ V. Să se determine elementele circuitului basculant.

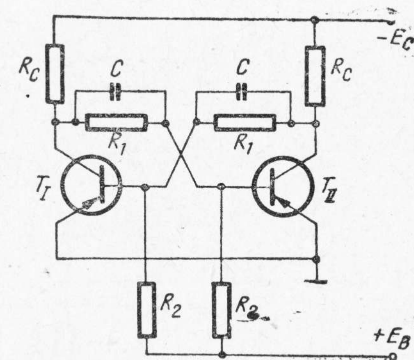


Fig. 9.45

9.47(R). În figura 9.47 este prezentată schema unui circuit basculant bistabil simetric cu polarizare automată. Să se determine condițiile care trebuie îndeplinite pentru ca un tranzistor să fie blocat, iar celălalt în regim de saturație; de asemenea să se determine amplitudinea impulsului obținut în urma basculării.

9.48(R). Pentru circuitul basculant bistabil simetric cu polarizare automată din figura 9.47 se cunosc elementele $E_C = 12$ V, $R_C = 2$ kΩ, $R_B = 30$ kΩ, $R = 15$ kΩ, $R_E = 500$ Ω, $\beta = 20$. Să se determine dacă sînt îndeplinite condițiile de saturație și blocare pentru tranzistoare, tensiunile în colectoarele celor două tranzistoare, precum și amplitudinea impulsului obținut în urma basculării. (Se neglijează I_{CB0} și u_{CES}.)

9.49. În figura 9.49 este prezentată schema de principiu a unui circuit basculant Schmitt de tipul bistabil asimetric cu cuplaj prin emitor. Să se explice principiul de funcționare și avantajele pe care le prezintă această schemă.

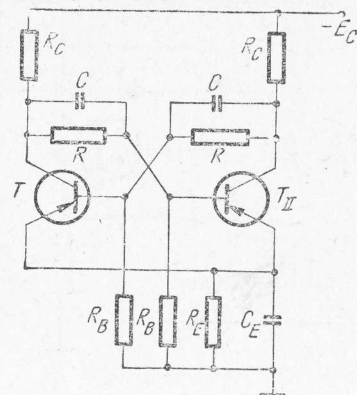


Fig. 9.47

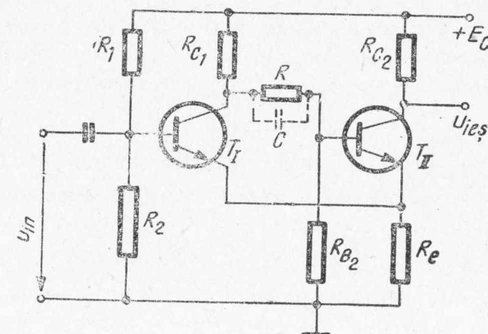


Fig. 9.49

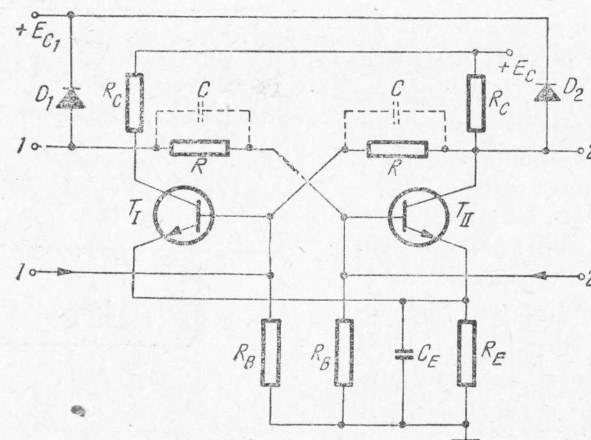


Fig. 9.50

9.50. O schemă de circuit bistabil simetric cu polarizare automată și cu diode de fixare este prezentată în figura 9.50. Să se explice care este rolul diodelor de fixare.

Oscilatorul autoblocat

9.51. Să se arate care este influența măririi tensiunii anodice E_C asupra frecvenței și duratei impulsului generat de oscilatorul autoblocat.

9.52. Un oscilator autoblocat trebuie să genereze trei frecvențe: 2 000 Hz; 1 000 Hz și 500 Hz. Pentru obținerea frecvenței de 2 000 Hz în circuitul bazei se conectează o rezistență

de 10 kΩ. Să se determine valorile rezistențelor ce trebuie conectate în circuitul de bază pentru obținerea frecvențelor de 1 000 Hz și 500 Hz, dacă celelalte elemente ale schemei nu se modifică.

9.53. Pentru oscilatorul autoblocat prezentat în figura 8 să se reprezinte diagramele de variație în timp pentru u, u_{BE}, i_C, i_B, u_{CE}.

9.54. În figura 9.54 este prezentată schema unui oscilator autoblocat cu tranzistor bipolar în conexiune EC. Se cere perioada oscilațiilor generate și să se reprezinte variația tensiunii în baza tranzistorului.

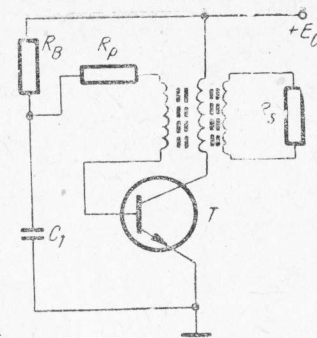


Fig. 9.54

10. CIRCUITE DE BALEIAJ

BREVIAR

● Deflexia electromagnetică

În traductoarele de imagine — fie pentru captare fie pentru redare (cinescoapele) — trebuie să se facă analiza, respectiv sinteza imaginii. Aceasta se realizează aproape în exclusivitate cu ajutorul deflexiei electromagnetice.

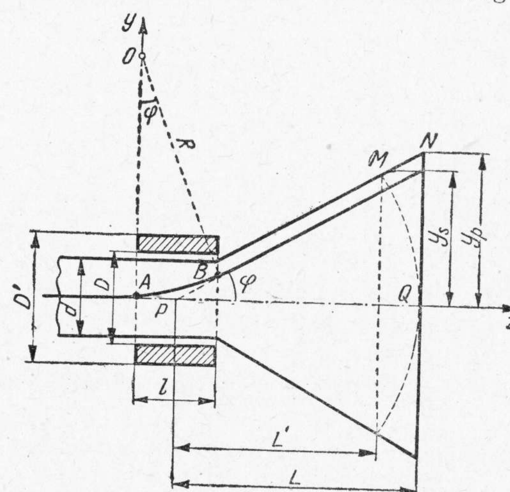


Fig. 1

● Pentru cinescoape, *bobinele* care asigură deflexia sînt plasate pe gîtul tubului cinescop. Se folosesc două perechi de bobine dispuse la 90° pentru a asigura deviaţia pe cele două direcţii: orizontală şi verticală. Cîmpurile magnetice create sînt transversale în raport cu gîtul tubului şi sînt perpendiculare între ele.

Astfel fasciculul de electroni avînd viteza $\bar{v}$, va fi supus acţiunii simultane a două cîmpuri $\bar{B}$. Considerînd separat pe fiecare dintre ele, fasciculul va fi deviat ca urmare a forţei

$$\bar{f} = e(\bar{v} \times \bar{B}) = evB. \qquad (1)$$

● *Traiectoria urmată de electron* în interiorul cîmpului este un cerc, iar de la ieşirea din cîmp pînă la ecran se va mişca pe tangenta la cerc în punctul de ieşire din cîmp, aşa cum se vede din figura 1.

Raza corespunzătoare a arcului de cerc este dată de

$$R = \frac{mv}{eB}, \quad (2)$$

în care :

m este masa electronului ;

e — sarcina electronului.

● *Viteza electronului* este de sute de km/s la tensiuni de accelerare U_a mici și se apropie de viteza luminii pe măsură ce tensiunile de accelerare U_a cresc către 25 kV.

● *Numărul de amperspire* (număr de spire n × curent de deflexie I) *necesar pentru asigurarea deflexiei* este

$$nI = 2{,}69 \frac{D}{l} \sqrt{U_a} \sin \varphi. \quad (3)$$

Semnificația unor mărimi se vede în figura 1.

● *Energia necesară pentru asigurarea deflexiei* este dată de

$$W_m = w_m V = 143{,}9 \cdot 10^{-7} \cdot a U_a \sin^2 \varphi \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}, \quad (4)$$

în care :

w_m este densitatea de energie magnetică ;

V — volumul ocupat de cîmp ;

a — raza gîtului tubului ;

U_a — tensiunea de accelerare ;

φ — jumătate din unghiul total de deflexie.

Luînd toate mărimile în sistemul SI, rezultă valori care nu sînt comode. De aceea se obișnuiește să se utilizeze raza în mm și tensiunea în kV ; rezultă

$$W_m = \frac{1}{70} a\,[\text{mm}]\; U_a\,[\text{kV}] \sin^2 \varphi \cdot \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}\; [\text{mJ}]. \quad (5)$$

Se va considera sinusul unghiului de deflexie după direcția respectivă (H sau V) și tangenta unghiului de deflexie maxim pe diagonală pentru a se găsi energiile necesare de deflexie H, respectiv V.

● *Puterile necesare* se determină din :

$$P_H = W_{m_H} \cdot f_H ; \quad (6)$$
$$P_V = W_{m_V} \cdot f_V.$$

Din cauza frecvențelor diferite se observă că puterile necesare pentru deflexia pe orizontală vor fi mult mai mari decît cele pentru baleiajul vertical.

● *Bobinele de deflexie* se fac sub formă de șa sau tor. *Inductanța* lor este dată aproximativ de relația :

$$L = l n^2 \cdot 10^{-6} \;\; [\text{H}], \quad (7)$$

în care L depinde de numărul de spire, n și de lungimea bobinei, l.

Din motive constructive și din cauza dispozitivelor electronice folosite în generatoarele de baleiaj, inductanța bobinelor pentru orizontală, L_H, și pentru verticală, L_V, se realizează ușor diferită, pînă la un ordin de mărime ($L_V > L_H$). De exemplu :

$$L_H = 200\ \mu H \text{ și } L_V = 1-2 \text{ mH}.$$

● *Comportarea bobinelor* va fi diferită în cele două circuite de baleiaj, din cauza frecvențelor diferite. Astfel, constantele lor de timp $\tau_H = \frac{L_H}{r_H}$ și $\tau_V = \frac{L_V}{r_V}$ vor fi în raport cu perioadele corespunzătoare

$$\tau_H \gg T_H \text{ și } \tau_V \ll T_V. \tag{8}$$

Ca urmare, bobinele L_H vor avea un comportament într-o primă aproximație pur inductiv, iar cele de cadre (cîmpuri) — aproape pur rezistiv.

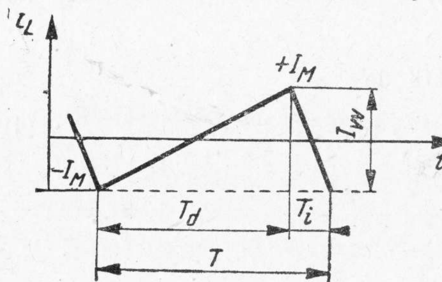


Fig. 2

● *Forma necesară a curenților* va fi aceea de dinte de ferăstrău (v. fig. 2) pentru a asigura baleiaj cu viteză constantă. Ca urmare a comportamentului diferit al bobinelor la cele două frecvențe, tensiunile la bornele bobinelor vor avea alura din figura 3.

Din cauza nesimetriei curenților, respectiv a abaterii formei lor de la cea liniar crescătoare, pe cursa directă apar *distorsiuni neliniare* care sînt *nesimetrice*.

Din cauza ecranului care este aproape plan și nu sferic, dacă forma curenților se menține perfect liniară vor apărea la unghiuri egale deviații mai mari pe ecran (v. fig. 1). Ca urmare, liniile rastrului nu vor mai fi echidistante, iar dacă se cumulează efectele pe cele două direcții, imaginea va avea și un contur în formă de pernă. Această *distorsiune geometrică* se numește *distorsiune de ecran plat* și este *simetrică*.

Cu ajutorul bobinelor de deflexie sau prin predistorsionarea voită a formei curenților de baleiaj, se poate face *corecția distorsiunilor* de ecran plat.

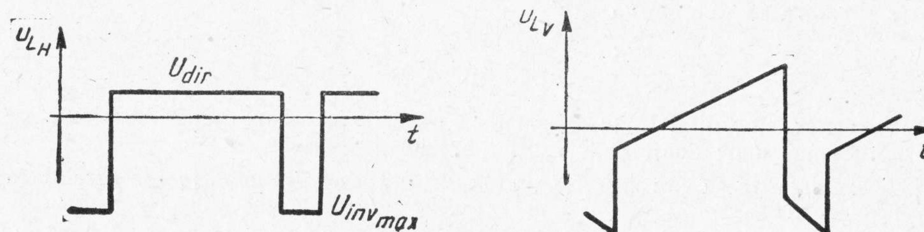


Fig. 3

● Baleiajul orizontal

Din examinarea formei tensiunii la bornele bobinei L_H (v. fig. 3) şi a comportamentului său, ca şi a puterii cerute (v. rel. 6), se constată că *generatorul de baleiaj H* va lucra în comutaţie şi că trebuie să comute puteri relativ mari. Se vor aplica tensiuni constante pe bobine şi automat vor rezulta curenţi liniar variabili.

● Ca *elemente de comutaţie* se vor folosi diode, tranzistoare şi tiristoare construite special să conducă curenţi mari pe cursa directă şi să suporte tensiunile inverse mari care apar pe timpul cursei de întoarcere.

Întrucît la sfîrşitul cursei directe, în bobină este acumulată o energie

$$W = \frac{1}{2} L_H I_M^2 = \frac{1}{8} L_H I_{VV}^2, \tag{9}$$

aceasta se foloseşte pentru a obţine trasarea cursei inverse, a unei porţiuni din prima parte a cursei directe şi pentru alimentarea altor consumatori din receptorul de *TV*.

● Se folosesc *schemele* de :

— recuperare derivaţie (cel mai des) ;

— recuperare serie (foarte rar) ;

— recuperare mixtă (uneori) ;

— recuperare derivaţie, într-o schemă asociată cu un convertor de mărire a tensiunii de alimentare la televizoare portabile (care seamănă cu recuperarea mixtă).

● Tensiunea *pe cursa directă* este :

$$U_{dH} = L_H \frac{di_H}{dt}\bigg|_{t_H = T_{dH}} = L_H \frac{I_M}{T_{dH}} ; \tag{10}$$

Aceasta are o valoare de ordinul zecilor de volţi pînă la cca 150 V.

● *Pe cursa inversă* întoarcerea se face oscilant, pe o frecvenţă egală cu aproape de trei ori frecvenţa liniilor :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2\pi}{2T_{iH}} = \frac{\pi}{T_{iH}} \cong 3\omega_H. \tag{11}$$

Deci curentul va fi

$$i_{iH} = I_M \cos \omega_0 t, \tag{12}$$

iar tensiunea la borne :

$$u_{LiH} = L_H \frac{di_H}{dt} = -\omega_0 L_H I_M \sin \omega_0 t, \tag{13}$$

avînd valoarea maximă

$$|U_{i\,max}| = \omega_0 L_H I_M = 2\pi f_0 L_H I_M = \pi L_H \frac{I_M}{T_{iH}}. \tag{13'}$$

Acelaşi lucru se poate deduce şi în funcţie de energia existentă în circuitul oscilant format pe timpul întoarcerii (L_H cu C_{acord}, care are valori de ordinul cîtorva nF):

$$W_e = \frac{1}{2} C U_{i\,max}^2 = \frac{1}{2} L_H I_M^2 = W_m. \qquad (14)$$

Deci

$$U_{i\,max} = \sqrt{\frac{2W_m}{C}}; \qquad (15)$$

Aceasta ajunge la valori de ordinul sutelor pînă la 1 200 V.

● În etajele de baleiaj H se face şi *corecţia distorsiunilor.*

Distorsiunile nesimetrice se corectează cu ajutorul unor bobine cu inductanţa reglabilă avînd miez saturat. Acestea sînt înseriate cu bobinele de deflexie.

Distorsiunile simetrice (de ecran plat) se corectează dînd o formă în „S" curentului de deflexie. Aceasta se obţine realizînd o rezonanţă serie la o freeventă de cca 2—3 ori mai joasă decît f_H, prin introducerea unui condensator C_S în serie cu L_H.

Valoarea condensatorului se poate calcula din

$$C_S = \frac{T_{dH}}{8L_H \ \mathrm{tg}^2 \ \varphi_{max}}; \qquad (16)$$

Excitaţia acestui etaj final de amplificator de putere care comută se face ca un driver comandat la rîndul său de un oscilator sinusoidal.

Driverul lucrează tot în comutaţie, de regulă în regim on-off în raport cu etajul final (în contratimp)

Oscilatorul este realizat cu elemente discrete sau cu o parte dintr-un CI care are funcţiuni multiple : separator, comparator, oscilator etc., numit în mod generic sincroprocesor.

● Baleiajul vertical

Examinînd aceleaşi forme de curenţi şi tensiuni din figurile 2 şi 3 ca şi puterile ce intră în joc (v. rel. 6), se constată că *generatorul de baleiaj vertical* va fi un amplificator obişnuit de JF de putere mică.

● *Puterea* este dată aproximativ de relaţia .

$$P_V \cong R_V I_{Vef}^2 = R_V \frac{I_{VM}^2}{\sqrt{3}} = R_V \frac{I_{Vvv}^2}{\sqrt{12}}; \qquad (17)$$

Cum în orice condiţii se pune problema reducerii consumului de putere, a îmbunătăţirii randamentului, schemele au evoluat ca şi în JF de la amplificator în clasă A, la clasă B cu tranzistoare complementare, clasă B cu tranzistoare identice (montaj cvasicomplementar), ajungînd pînă la scheme în clasă D (în comutaţie).

● *Elementele folosite în schemele de baleiaj vertical* sînt:
— tranzistoare obişnuite de JF;
— tiristoare lucrînd în impulsuri obţinute de la baleiajul orizontal;
— circuite integrate fabricate special pentru baleiajul vertical cu montaj clasă B în final (de ex. TDA 1170);
— circuite integrate lucrînd în comutaţie în clasă D, ca de exemplu CI-TDA 2560.

● *Problemele care se pun în baleiajul vertical* sînt legate în special de:
— liniarizarea curenţilor pentru a obţine distorsiuni minime;
— accelerarea întoarcerii, în special la etajele alimentate la tensiuni reduse (televizoare portabile), pentru a nu depăşi durata stingerii pe verticală;
— corecţia distorsiunilor de ecran plat.

Fie în schemele cu circuite discrete, fie în cele cu CI, se folosesc în întregul bloc de baleiaj vertical şase tranzistoare care să asigure:
— formarea unor impulsuri de perioadă $T_0 > T_H$ într-un CBA care este sincronizat cu S_V;
— formarea unor semnale TLV cît mai liniare pentru excitaţie;
— etajele finale în contratimp în montaj complementar sau cvasicomplementar, care comandă bobinele printr-un cuplaj cu condensator.

De multe ori montajul foloseşte procedeul bootstrap pentru o mai bună liniarizare la vîrf de curent.

Un grup diodă D — condensator C asigură împreună cu bobinele de deflexie o rezonanţă pe timpul întoarcerii pentru a obţine o tensiune mai ridicată care la rîndul ei asigură o întoarcere mai rapidă.

O reacţie, de obicei negativă, asigură stabilizarea PSF;

O reacţie, de obicei pozitivă (fără să se atingă condiţiile de oscilaţie), asigură predistorsionarea în mod voit a curentului astfel ca să se realizeze corecţia în „S". În reţeaua de reacţie se introduce o reţea de integrare care introduce un termen în t^2. Acesta va da forma în „S" a curentului.

ENUNŢURI

● Deflexia electromagnetică

10.1(R). Să se determine traiectoria pe care o urmează un electron de sarcină e şi de masă m care intră într-un cîmp magnetic $\overline{B}$ cu viteza $\overline{v}$. Cîmpul este perpendicular pe direcţia de mişcare. Tensiunea de accelerare este U_a. Lungimea pe care acţionează cîmpul este l.

10.2(R). Să se determine de cine depinde sensibilitatea S_m a deviaţiei magnetice.

Fig. 10.3

10.3(R). Să se arate că centrul de deflexie se poate într-adevăr localiza în punctul P de coordonate $\left(0, \frac{l}{2}\right)$, adică la mijlocul bobinelor de deflexie şi că astfel nu se face decît o foarte mică eroare cînd se calculează deviaţia totală (v. fig. 10.3).

10.4(R). Să se găsească expresia care dă numărul de amperspire nI necesare pentru bobine în cazul deflexiei magnetice.

10.5(R). Să se arate calea pe care se poate deduce valoarea inductanţei bobinelor de deflexie şi expresia ei aproximativă.

10.6(R). Să se deducă expresia de calcul a energiei necesare pentru un cinescop dat în cazul deflexiei magnetice.

10.7(R). Să se arate că la o deflexie dată, pentru un cinescop cunoscut (deci acelaşi diametru al gîtului d_g, aceeaşi tensiune de accelerare U_a), cînd densităţile de energie electrică w_e şi magnetică w_m sînt egale rezultă forţe diferite şi energii necesare diferite.

10.8. Să se calculeze cîteva valori de energie, putere şi curenţi pentru două tipuri de cinescoape produse în R.S.R.

10.9(R). Să se pună în evidenţă legea de variaţie a deplasării fasciculului pe ecranul cinescopului în funcţie de amplitudinea curentului de deflexie, pentru un ecran plan şi un unghi de deflexie φ de valoare maximă $\varphi_{max} = \varphi_D$ (unghiul total de deflexie este $2\varphi_D$).

10.10(R). Să se arate că în cazul unei distribuţii cosinusoidale a spirelor bobinelor de deflexie în jurul gîtului cinescopului, bobinele nu dau distorsiuni ale formei rastrului nici în formă de pernă, nici în formă de butoi.

10.11(R). Să se determine valoarea efectivă a unui curent în formă de dinte de ferăstrău.

● Baleiajul orizontal

10.12(R). Se dă o bobină de deflexie orizontală avînd $L_H \cong 3$ mH. Prin bobină trece un curent de circa $I_{Hvv} = 2$ A. Să se determine tensiunea continuă ce trebuie aplicată bobinei pentru a avea curentul I_{Hvv}. Perioada semnalelor introduse este cea corespunzătoare normei OIRT ($T_H = 64$ µs ; $T_{dH} = 52$ µs).

10.13(R). Să se determine expresia curentului i pe timpul întoarcerii pe orizontală în circuitul final de baleiaj. Să se reprezinte grafic acest curent.

10.14(R). Să se determine pe baza rezultatelor problemei precedente durata totală a întoarcerii respectiv durata stingerii pe orizontală.

10.15(R). Să se găsească valoarea tensiunii maxime la bornele bobinelor pentru circuitul de întoarcere din figura 10.13R, *a*.

10.16(R). Să se determine valoarea medie a curentului de colector la tranzistorul final de baleiaj *H* de tipul BU 205. Se știe că valoarea maximă a curentului de colector este $I_{CM}^{+} = 1{,}35$ A, iar valoarea maximă în conducție inversă este $I_{CM}^{-} = 0{,}85$ A. De asemenea, se cer duratele de conducție în cele două regimuri.

Se consideră curent sub formă de dinte pe timpul cursei directe T_{dH}.

10.17(R). Să se determine puterea pe care o disipă tranzistorul BU 205 la temperaturile ambiante $T_{amb} = 50-60°$ și $T_{amb} = 90°$. Puterea maximă dată în catalog este de $P_{D\,max} = 10$ W, temperatura maximă a joncțiunii este $T_{j\,max} = 115°$, iar rezistența termică între joncțiune și capsulă este $R_{th\,jc} = 2{,}5°C/W$.

10.18(R). Să se exprime raportul curenților dintr-un etaj de baleiaj orizontal (care se notează în mod obișnuit cu $\sqrt{\eta}$) în funcție de mărimile cunoscute T_H, T_{iH}, I_{Cvv} și $I_{C_0} = I_C$, arătate în figura 10.18.

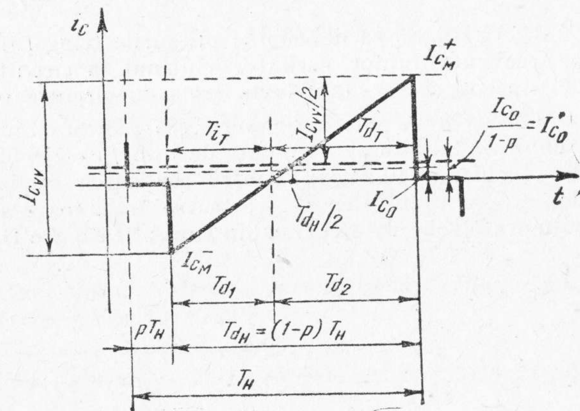


Fig. 10.18

10.19(R). Să se găsească valorile minimă și maximă posibile ale factorului de umplere δ, pentru tensiunea de comandă aplicată în secundarul transformatorului dintre driver și circuitul de bază al tranzistorului final de baleiaj *H*.

10.20(R). Să se explice de ce apar căderi de tensiune diferite pe tranzistorul BU 205 folosit în baleiajul orizontal pe timpul saturației inverse și a celei directe, respectiv pe ultima parte din timpul conducției inverse și pe o a doua parte a cursei directe a baleiajului orizontal, cînd conduce direct.

10.21(R). Să se determine valoarea condensatorului de corecție în „S" — sau de tangentă — care face corecția distorsiunilor de ecran plat.

10.22(R). Pentru forma de tensiune de la bornele bobinelor de deflexie specifică baleiajului orizontal să se găsească raportul dintre tensiunea inversă $U_{inv} \cong U_1$ și cea directă U_2.

10.23(R). Se dă montajul din figura 10.23. Să se arate de cîte ori multiplică elementul de reactanță realizat cu tranzistorul *T*, capacitatea C_V prezentată de dioda varicap D_V.

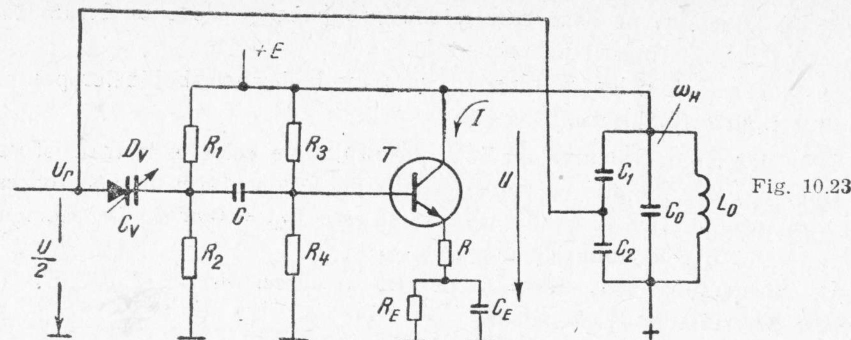


Fig. 10.23

10.24(R). Să se determine pragurile triggerului Schmitt din oscilatorul de relaxare lucrînd pe frecvența liniilor, oscilator conținut în circuitul integrat TBA 950, ce îndeplinește funcția de sincroprocesor în televizoarele cu circuite integrate.

10.25(R). În sincroprocesorul realizat cu circuitul integrat TBA 950, oscilatorul de relaxare trebuie să lucreze pe frecvența de linii f_H = 15 625 Hz. Triggerul Schmitt folosit are structura din problema 10.24(R). Pentru realizarea oscilațiilor se folosește un condensator cu styroflex C_{13} = 10 nF legat la intrarea inversoare și două generatoare de curent, I^+ și I^-, așa cum arată schema de principiu simplificată din figura 10.25. Curentul I^- este de șapte ori mai

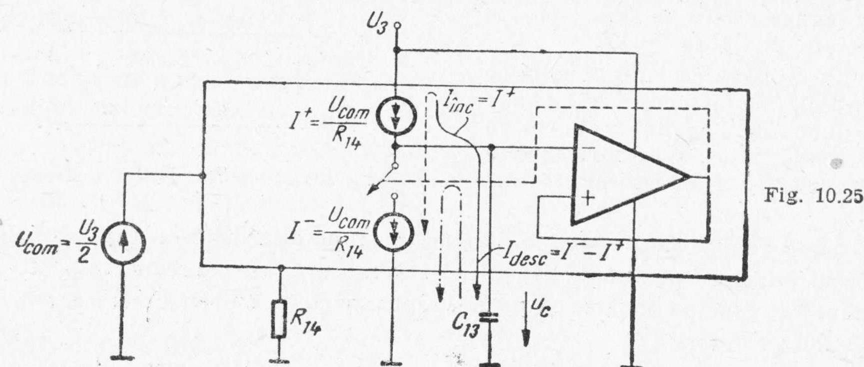


Fig. 10.25

mare decît I^+ care asigură încărcarea, pentru a se realiza raportul dorit între duratele curselor directă (T_{dH}) și inversă (T_{iH}) la explorarea pe linii T_H. De la ieșirea triggerului Schmitt se acționează și comutatorul reprezentat simbolic în figură.

Tensiunea de comandă U_{com} este egală cu jumătatea tensiunii de alimentare. În interiorul circuitului integrat există și un convertor de tensiune-curent (de la U_{com} la I^+) pentru generatoarele de curent, a cărui constantă de proporționalitate este asigurată de rezistența R_{14} montată

în exteriorul circuitului integrat. Se cere valoarea caestei rezistenţe pentru a asigura frecvenţa de oscilaţie dorită, adică $f_H = 15\,625$ Hz.

10.26(R). Să se explice funcţionarea triplorului de tensiune din figura 10.26 dacă se aplică tensiuni de formă sinusoidală.

10.27(R). Să se explice funcţionarea multiplicatorului de tensiune din figura 10.26 dacă se aplică acestuia tensiuni de tipul celor de baleiaj *H*, de forma din figura 10.22R.

10.28(R). Să se arate care sînt capacităţile raportate în primar în cazul unui redresor *FIT* de tip clasic şi al unuia de tip cu diode de separare între înfăşurările secundare *(split diode trafo)*.

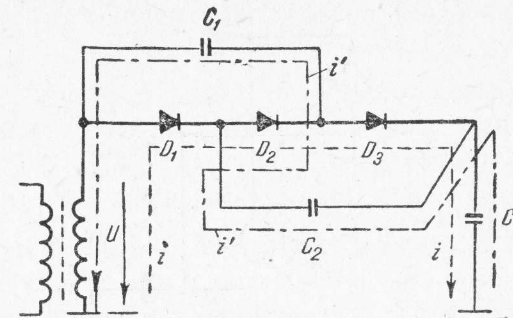


Fig. 10.26

10.29(R). Să se explice cum depinde rezistenţa internă a redresorului de *FIT* de acordul pe o armonică superioară impară a frecvenţei de oscilaţie liberă f_0 de pe timpul întoarcerii pe orizontală T_{iH}.

● Baleiajul vertical

10.30(R). Să se calculeze, pentru un televizor Sport, valoarea curentului de deflexie necesar şi tensiunea inversă pe care o suportă tranzistoarele finale.

Bobina are $R_V = 16\ \Omega$ şi $L_V = 30$ mH.

10.31(R). Să se găsească schema echivalentă generală pentru etajele de baleiaj vertical cu elemente discrete cele mai întîlnite în practică, fie că lucrează cu curent sub formă de dinte de ferăstrău crescător la ieşire, fie — cu dinte de ferăstrău descrescător (evident, prin modul de legare al capetelor bobinelor, baleiajul se face totdeauna de sus în jos).

10.32(R). Să se arate cum se realizează corecţia în „S" în cazul baleiajului vertical pe formele de undă care apar pe schema echivalentă din figura 10.31R.

10.33(R). Pentru cazul montajului de baleiaj V din figura 10.33 să se explice cum se produce întoarcerea pe verticală.

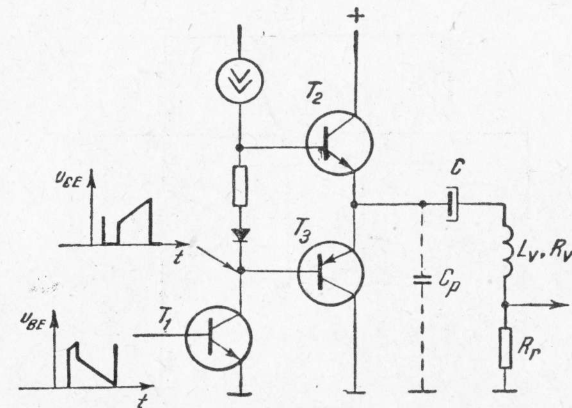


Fig. 10.33

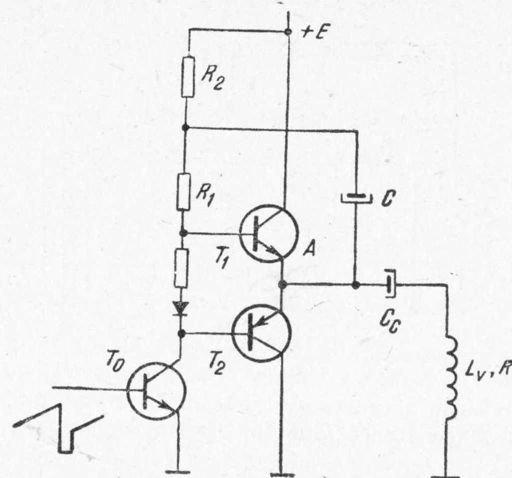


Fig. 10.36

10.34(R). În timpul întoarcerii pe verticală, în primul moment al întoarcerii are loc un salt de tensiune la bornele bobinelor, după care curentul își schimbă sensul de variație. Cursa de întoarcere nu poate fi făcută oricît de lungă. Norma o limitează la maximum $25T_H = B_H$ (durata stingerii). De obicei se impune o limită de circa 1 ms pentru întoarcere.

Să se arate care este tensiunea U_i care trebuie aplicată la bornele bobinelor pentru a obține o întoarcere de durata dorită.

10.35(R). Să se explice funcționarea schemei de baleiaj vertical cu elemente D și C pentru accelerarea întoarcerii și să se traseze formele de undă ale curentului și tensiunii.

10.36(R). Pentru etajul final de baleiaj vertical avînd schema din figura 10.36 să se exprime curentul și tensiunea pe cursele directă și inversă și să se facă reprezentarea lor grafică.

10.37(R). Pentru schema din figura 10.36 să se găsească expresiile puterilor medii disipate de fiecare tranzistor pe cursa directă

10.38(R). Să se găsească expresia perioadei proprii de oscilație T_0 pentru circuitul basculant astabil (*CBA*) nesimetric, folosit ca oscilator pentru blocul de baleiaj vertical (fig. 10.38).

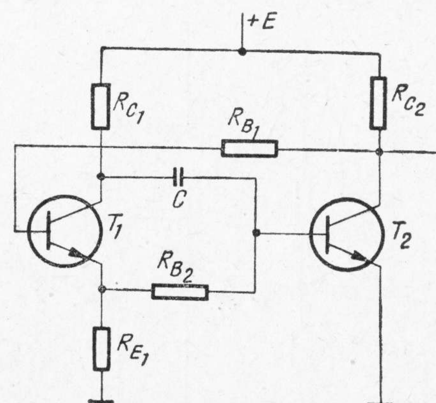


Fig. 10.38

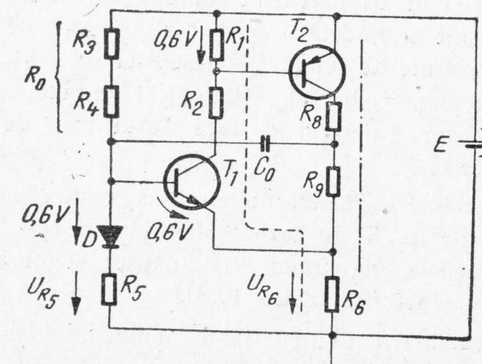


Fig. 10.40

10.39(R). Să se reprezinte formele de undă pe electrozii tranzistoarelor din schema din figura 10.38.

10.40(R). Se dă schema de *CBA* nesimetric din figura 10.40, folosit ca oscilator de baleiaj vertical în televizoarele româneşti. Se cere să se descrie funcţionarea şi condiţiile puse pentru funcţionare.

10.41(R). Să se determine perioada de oscilaţie T_0 a circuitului *CBA* din figura 10.40.

10.42(R). Să se reprezinte formele tensiunilor pe bazele celor două tranzistoare, T_1 şi T_2 (fig. 10.40) şi pe colectorul tranzistorului T_2, de unde se culege semnalul de ieşire pentru comanda grupului *RC* de integrare şi obţinere a tensiunii *TLV*. Tranzistorul T_2 joacă rolul comutatorului *K* din figura 10.31R.

11. CIRCUITE DE ALIMENTARE

BREVIAR

● Redresoare

● *Parametrii cei mai importanți* **ai unui redresor sînt :**

— tensiunea redresată pe sarcină, U_0 ;

— curentul redresat în sarcină, I_0 ;

— factorul de ondulație, $\gamma = \frac{U_1}{U_0}$ (U_1 reprezintă amplitudinea componentei alternative maxime) ;

— randamentul redresării, $\eta = \frac{P_u}{P_a}$, unde :

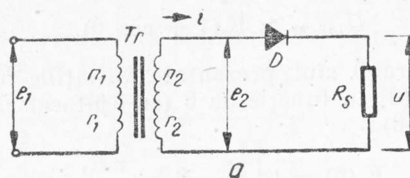
$P_u = U_0 I_0$ este puterea utilă de curent continuu ;

P_a — puterea dată de transformator elementelor redresoare și rezistenței de sarcină, în care în afară de puterea utilă P_u se dezvoltă și o putere de c.a datorită ondulațiilor tensiunii redresate.

● *Schema unui redresor monoalternanță fără filtru* este prezentată în figura 1, *a*, iar în figura 1, *b* este prezentată *variația tensiunii pe rezistența de sarcină* :

$$\begin{cases} u = \frac{R_s}{R_s + R_t} e_2 \text{ pentru } e_2 > 0 ; \\ u = 0 \qquad\qquad \text{pentru } e_2 < 0. \end{cases} \tag{1}$$

Rezistența R_t reprezintă rezistența totală de limitare $R_t = R_i + r_2 + r_1\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$, unde R_i este rezistența internă a dispozitivului de redresare.



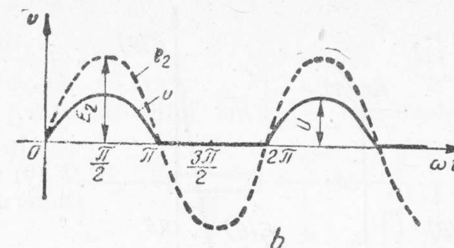


Fig. 1

Pentru această schemă se obţine

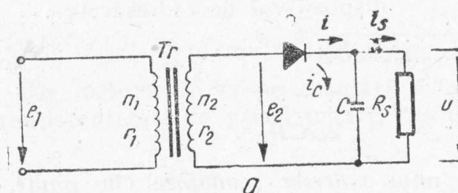
$$U_0 = \frac{U}{\pi} = \frac{R_s}{\pi(R_s + R_i)} E_2 ;$$

$$I_0 = \frac{E_2}{\pi(R_s + R_i)} ; \qquad (2)$$

$$\gamma = \frac{\pi}{2} ;$$

$U_{inv\ M} = E_2$ ($U_{inv\ M}$ este tensiunea inversă maximă).

● Pentru îmbunătăţirea performanţelor redresorului, *în paralel cu rezistenţa de sarcină* R_s, *se conectează un condensator* de capacitate C (fig. 2).



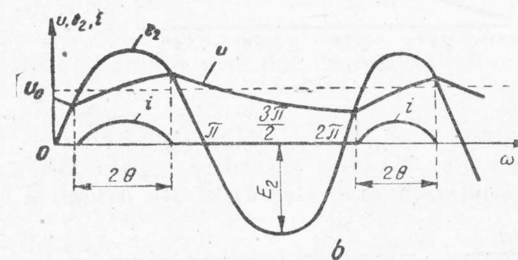


Fig. 2

Pentru această schemă se obţine :

$$U_0 \cong E_2 \cos \theta ;$$

$$I_0 = \frac{E_2}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) ; \qquad (3)$$

$$\gamma \cong \frac{\pi - \theta}{\omega C R_s};$$

$$U_{inv\ M} \cong E_2(1 + \cos\,\theta).$$

În figura 3 sînt prezentate variaţiile funcţiilor $F_1(\theta)$ şi $F_2(\theta)$ în funcţie de θ (cu ajutorul cărora se determină θ) :

$$F_1(\theta) = \operatorname{tg}\,\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{R_s};$$

$$F_2(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos\,\theta)}{\sin\,\theta - \theta\,\cos\,\theta}. \quad (4)$$

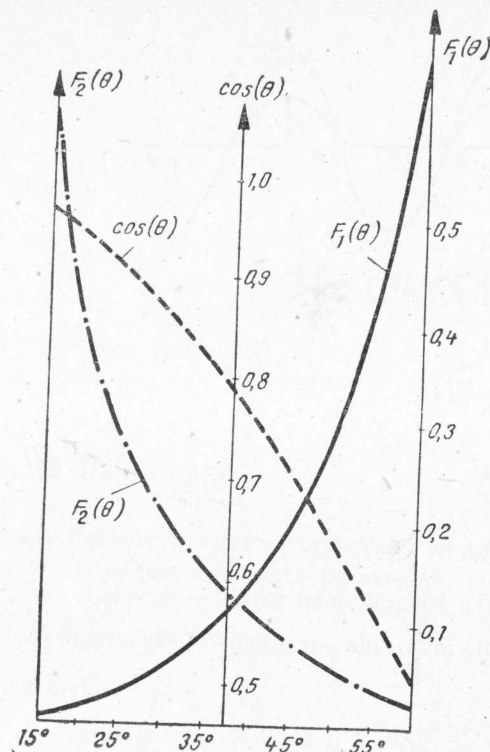


Fig. 3

● *Schema unui redresor monofazat cu filtru, cu intrare pe condensator*, care realizează redresarea ambelor alternanţe, este prezentată în figura 4. Mărimile caracteristice ale acestui redresor sînt :

$$F_1(\theta) = \operatorname{tg}\,\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{2R_s};$$

$$U_0 \cong E_2\,\cos\,\theta;$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R_s};$$

$$I_0' = \frac{U_0}{2R_s}$$ (I_0' — valoarea medie a curentului prin dispozitivul de redresare);

$$U_{inv\ M} \cong E_2(1 + \cos\,\theta);$$

$$\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega C R_s}.$$

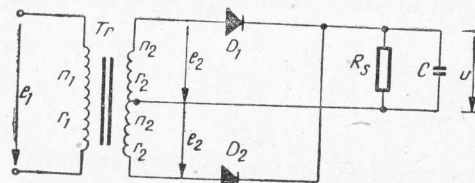


Fig. 4

● *În cazul unui redresor monofazat în punte*, rezistenţa totală de limitare este $R_t = 2R_i + r_2 + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 r_1$, iar tensiunea inversă aplicată fiecărei diode este de două ori mai mică decît în schema cu priză mediană pentru aceeaşi valoare a tensiunii redresate.

● În figura 5 este prezentată *schema unui filtru LC*. Tensiunea continuă la ieşirea din filtru este dată de relaţia

$$U_0' = \frac{R_s}{R_s + R_L} U_0, \tag{6}$$

în care R_L reprezintă rezistenţa de pierderi a bobinei filtrului, iar U_0 — tensiunea continuă la intrarea în filtru.

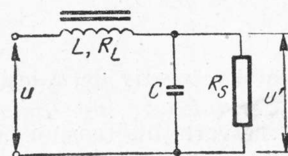


Fig. 5

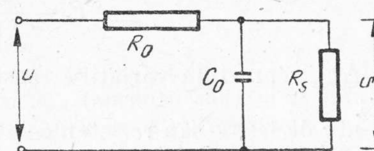


Fig. 6

● *În cazul unui redresor dublă alternanţă cu filtru LC*, dacă sînt îndeplinite condiţiile $R_L \ll 2\omega L$ şi $R_s \gg \frac{1}{2\omega C}$ (ω reprezentînd pulsaţia corespunzătoare frecvenţei f a tensiunii de alimentare a redresorului) factorul de ondulaţie la ieşirea din filtru este dat de relaţia

$$\gamma' = -\frac{\gamma}{4\omega^2 LC - 1}, \tag{7}$$

în care $\gamma = \frac{2}{3}\left(1 + \frac{R_L}{R_s + R_L}\right)$ reprezintă factorul de ondulaţie la intrarea în filtru.

○ **Notă.** În general, pentru funcţionarea normală a unui redresor cu filtru *LC*, dacă se presupune $R_s \gg R_L$, trebuie îndeplinită condiţia $\omega L \geqslant \frac{R_s}{3}$.

● *În cazul unui filtru LC cu n secţiuni*, factorul de ondulaţie este dat de relaţia

$$\gamma' \cong \frac{\gamma}{(4\omega^2 L_1 C_1 - 1)(4\omega^2 L_2 C_2 - 1)\ldots(4\omega^2 L_n C_n - 1)}. \tag{8}$$

● În figura 6 este prezentată *schema unui filtru RC*, care se utilizează în cazul unor curenţi redresaţi de valori mici. Tensiunea continuă la ieşirea din filtru este dată de relaţia :

$$U_0' = \frac{R_s}{R_s + R_0} U_0. \tag{9}$$

● Pentru un *redresor dublă alternanţă cu filtru RC*, factorul de ondulaţie este dat de relaţia :

$$\gamma' \cong \frac{\gamma}{2\omega C_0 R_0}, \tag{10}$$

în care ω reprezintă pulsaţia corespunzătoare frecvenţei f a tensiunii alternative aplicate la intrarea redresorului.

Stabilizatoare de tensiune

• *Parametrii importanți ai stabilizatorului de tensiune* sînt:

— factorul de stabilizare, care se referă la variațiile tensiunii de la ieșirea stabilizatorului datorate variațiilor tensiunii de la intrarea sa, menținîndu-se constant consumul de curent:

$$F = \left.\frac{\Delta U_i/U_i}{\Delta U_e/U_e}\right|_{I = ct}, \tag{11}$$

unde ΔU_i și ΔU_e reprezintă variațiile tensiunilor de la intrarea și respectiv de la ieșirea stabilizatorului;

— rezistența de ieșire sau rezistența internă, care se referă la variațiile tensiunii de ieșire datorate variațiilor curentului absorbit de consumator:

$$R_i = \left.\frac{\Delta U_e}{\Delta I}\right|_{U_i = ct}; \tag{12}$$

— ondulațiile tensiunii de ieșire;

— coeficientul de stabilizare cu temperatura:

$$k_T = \frac{\Delta U_e}{U_e} \cdot \frac{100}{\Delta T} \ [\%], \tag{13}$$

unde ΔT reprezintă variația temperaturii.

• *Stabilizatoarele parametrice* utilizează proprietățile de stabilizare ale unui element neliniar (tub stabilovolt, diodă Zener).

• *Stabilizatoarele cu reacție* compară tensiunea de la ieșire cu o tensiune fixă furnizată de un element de referință; diferența dintre cele două tensiuni este folosită pentru a comanda un element care reglează tensiunea la ieșire.

După modul de alcătuire a schemei, stabilizatoarele cu reacție pot fi *cu element de reglare serie* sau *derivație*.

• În cazul unui *stabilizator parametric cu diodă Zener* (fig. 7) se verifică dacă dioda aleasă este corespunzătoare, folosind relațiile

$$B = \frac{I_{sM} + I_{Zm}}{I_{sm} + I_{ZM}},$$

$$E = \left(1 - \frac{\beta}{100}\right) - \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) B, \tag{14}$$

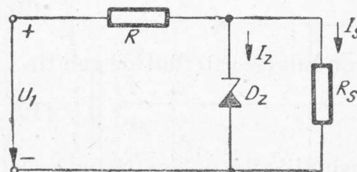


Fig. 7

unde:

I_{sM} este curentul maxim prin rezistența de sarcină R_s;
I_{sm} — curentul minim prin rezistența de sarcină R_s;
I_{ZM} — curentul maxim prin dioda Zener;

I_{Zm} — curentul minim prin dioda Zener;
α şi β — sînt variaţiile (pozitive şi negative) ale tensiunii de reţea.
Dacă $E > 0$ dioda este bine aleasă; dacă $E < 0$, I_{ZM} este prea mic.
Rezistenţa de limitare R se determină cu ajutorul relaţiei:

$$R = \frac{U_1\left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) - U_Z}{I_{sm} + I_{ZM}}; \tag{15}$$

● *Schema bloc a unui stabilizator cu tranzistoare* este prezentată în figura 8. Datele iniţiale de proiectare sînt: tensiunea în sarcină U_s; I_{sM} şi I_{sm} (curenţii maxim şi minim absorbiţi de sarcină); α şi β — variaţiile tensiunii de reţea; R_r — rezistenţa internă a redresorului; temperatura maximă a mediului ambiant.

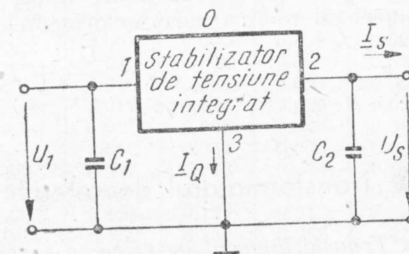


Fig. 9

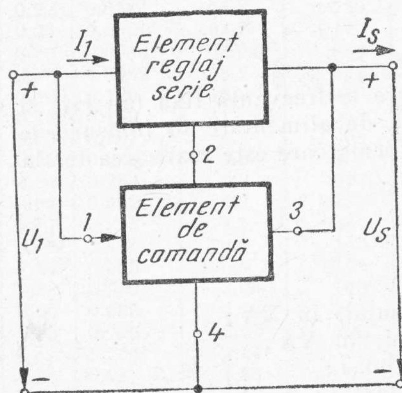


Fig. 8

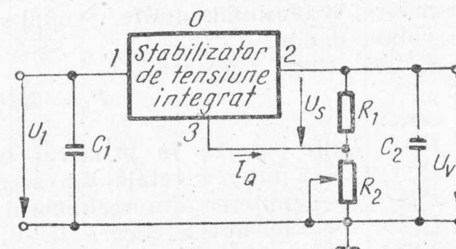


Fig. 10

● Actualmente se folosesc din ce în ce mai des *stabilizatoare de tensiune şi de curent integrate*, care au avantajul că sînt compacte, au protecţie termică şi protecţie la supracurent. În figura 9 este prezentată schema bloc a unui astfel de dispozitiv realizat pentru o tensiune fixă de ieşire U_s. Un astfel de dispozitiv poate fi folosit şi pentru o tensiune variabilă de ieşire ($U_v \geqslant U_s$), ca în figura 10.

Expresia tensiunii de ieşire variabile este

$$U_v = U_s\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] + I_Q R_2, \tag{16}$$

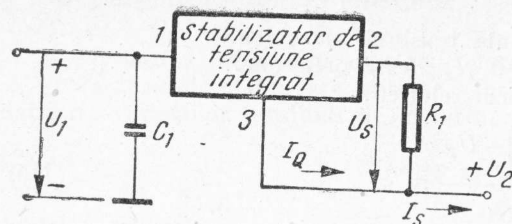


Fig. 11

unde I_Q este curentul propriu absorbit de stabilizatorul integrat. Pentru o bună funcţionare se alege

$$\frac{U_s}{R_1} > 3I_Q. \tag{17}$$

În aceste condiţii, domeniul de reglaj al tensiunii U_v este caracterizat prin coeficientul de reglaj, adică

$$\frac{U_{vM}}{U_{vm}} \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \tag{18}$$

Acelaşi dispozitiv se poate folosi şi ca **stabilizator** de curent (fig. 11). Curentul pentru care se proiectează **dispozitivul** este

$$I_s = \frac{U_s}{R_1} + I_Q \cong \frac{U_s}{R_1} \leqslant I_{sM} \text{ (dat în catalog)}. \tag{19}$$

Transformatorul de reţea

Transformatorul de reţea se caracterizează prin funcţionare la frecvenţă fixă (50 Hz) şi prin aceea că redă puterea extrasă de la reţeaua alternativă de alimentare în înfăşurările secundare, la tensiunile dorite. Scopul studiului acestor transformatoare este realizarea lor la un volum minim.

Există relaţia evidentă

$$P_2 = \Sigma P_2^{(i)} = \Sigma U_{2ef}^{(i)} I_{2ef}^{(i)} = \eta_T P_1, \tag{20}$$

în care:

P_1 este puterea în primarul transformatorului, în VA;
P_2 — puterea totală din secundarele transformatorului, în VA;
$P_2^{(i)}$ — puterea din secundarul i al transformatorului, în VA;
$U_{2ef}^{(i)}$ — tensiunea eficace în V, la bornele secundarului i;
$I_{2ef}^{(i)}$ — curentul eficace în A, prin înfăşurarea secundară i;
η_T — randamentul transformatorului ($\eta_T = 0,8\ldots0,95$).

Diametrul conductorului din cupru utilizat la realizarea unei **înfăşurări trebuie să satisfacă** inegalitatea

$$d \geqslant 1,3\sqrt{\frac{I}{J}}, \tag{21}$$

în care:

d este diametrul sîrmei, în mm;
I — curentul maxim prin înfăşurare, în A;
J — densitatea de curent admisă, în A/mm².

În general $J = 2...3$ A/mm². Este utilă folosirea tabelului 11.1 care are la bază relaţia (21).

Tabelul 11.1

Date privind conductoarele din cupru pentru înfăşurările transformatoarelor şi bobinelor de şoc cu miez de fier

Diametrul conductorului neizolat (mm)	Secţiunea conductorului neizolat (mm²)	Rezistenţa a 100 m conductor la 20° C (Ω)	Numărul de spire de conductor înfăşurat strîns pe 1 cm² de fereastră, izolamentul fiind					Curentul admisibil la o încărcare de			
			email (sp/cm²)	1 × mătase (sp/cm²)	2× mătase (sp/cm²)	1× bumbac (sp/cm²)	2× bumbac (sp/cm²)	2 A/mm² (A)	2,5 A/mm² (A)	3 A/mm² (A)	4 A/mm² (A)
0,05	0,00196	929	18 030	10 000	5 300	—	—	0,004	0,005	0,006	0,008
0,08	0,00502	363	8 200	5 700	3 520	—	—	0,010	0,013	0,015	0,021
0,10	0,00785	224	5 700	4 250	2 800	2 070	—	0,016	0,020	0,024	0,031
0,12	0,00950	185	4 000	3 520	2 280	1 720	—	0,019	0,024	0,029	0,038
0,15	0,0154	114	2 800	2 400	1 720	1 360	—	0,031	0,038	0,046	0,062
0,18	0,0255	68,8	2 070	1 800	1 360	1 100	—	0,050	0,064	0,076	0,102
0,20	0,0314	55,8	1 720	1 530	1 180	940	665	0,063	0,078	0,094	0,126
0,25	0,0491	35,7	1 140	1 020	835	700	515	0,098	0,123	0,147	0,196
0,30	0,0708	24,08	810	740	630	540	413	0,122	0,177	0,212	0,283
0,35	0,0962	18,2	592	567	493	395	302	0,192	0,240	0,288	0,385
0,40	0,126	13,9	470	450	395	325	245	0,252	0,315	0,380	0,504
0,45	0,159	11	368	360	323	269	210	0,318	0,400	0,480	0,636
0,50	0,197	8,9	308	304	274	231	182	0,394	0,490	0,590	0,788
0,55	0,238	7,3	255	250	226	195	157	0,476	0,590	0,710	0,952
0,60	0,284	6,2	217	217	194	172	134	0,568	0,710	0,850	1,136
0,65	0,332	5,3	183	185	166	159	118	0,664	0,830	1,00	1,328
0,70	0,385	4,5	164	166	148	134	108	0,770	0,960	1,15	1,540
0,75	0,442	4	140	143	129	118	96	0,884	1,105	1,33	1,768
0,80	0,503	3,5	125	128	117	108	88	1,00	1,26	1,51	2,012
0,85	0,580	3,08	106	113	104	96	79	1,16	1,45	1,74	2,32
0,90	0,636	2,76	101	103	95	88	73	1,27	1,59	1,91	2,54
0,95	0,702	2,47	90	92	86	79	66	1,40	1,76	2,11	2,81
1	0,785	2,24	83	85	79	73	62	1,57	1,96	2,36	3,14
1,1	0,95	1,88	69	70	64	62	53	1,90	2,40	2,85	3,80
1,2	1,13	1,55	58	59	55	53	46.5	2,26	2,82	3,40	4,52
1,3	1,33	1.32	50,5	51	48	46.5	41	2,66	3,32	4,00	5,32
1,4	1,54	1,13	44,5	45	42	41	36	3,28	3,85	4,60	6,16
1,5	1,78	0,98	39	39,5	37	36	32	3,50	4,45	5,34	7,12

● *Inducţia în miez* nu trebuie să depăşească valoarea maxim acceptată B_M (la tole fier-siliciu se consideră $B_M = 0{,}6...1{,}2$ T), pentru a nu distorsiona forma de undă. Există relaţia

$$n_v = \frac{1}{4{,}44 f B S_f}, \tag{22}$$

în care:

n_v este numărul de spire pe volt (sp/V);

f — frecvența de lucru, în Hz;

B — inducția în miez, în T;

S_f — secțiunea netă a miezului, în m².

În vederea compensării pierderilor, numărul de spire pe volt se ia în primar cu 5—10% mai mic, iar în secundar — cu același procent mai mare față de n_v calculat cu relația (22) pentru $B = B_M$.

● *Miezul transformatorului*, realizat cu tole standardizate de tip E și I, are configurația din figura 12, în care grosimea pachetului de tole poate fi schimbată.

În tabelul 11.2 sînt prezentate cîteva date referitoare la tolele standardizate de tip E și I.

Tabelul 11.2

Tole standardizate tip E și I

Tipul tolei	a (mm)	Greutatea (g)*			
		Tola E		Tola I	
		1	2	1	2
E 5	5	1,20	1,76	0,40	0,57
E 6,4	6,4	2,07	3,04	0,66	0,97
E 8	8	3,08	4,53	1,03	1,59
E 10	10	4,95	7,10	1,61	2,36
E 12,5	12,5	7,28	10,70	2,52	3,70
E 14	14	9,40	13.00	3,16	4,63
E 16	16	12,40	18.00	4,14	6,21
E 18	18	15,60	23,00	5,20	7,60
E 20	20	24,30	28,30	6,40	9,40
E 25	25	30,00	44,00	10,50	14,50
E 32	32	50,00	73,00	16,50	23,60

* Coloana 1 corespunde tolelor cu grosimea de 0,35 mm, iar coloana 2 — tolelor de 0,5 mm.

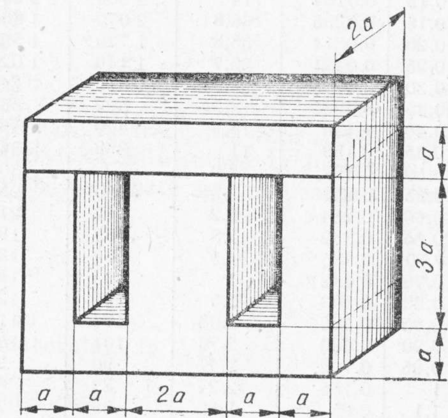


Fig. 12

○ **Observație.** Pentru a nu alege la întîmplare tola necesară realizării unui transformator, se poate utiliza relația de condiție

$$S_f \geq 10^{-3} \sqrt{\frac{P_1}{f}}. \qquad (23)$$

ENUNȚURI

Redresoare

11.1. O diodă idealizată prezintă o caracteristică $i = f(u)$ ca în figura 11.1. Considerîndu-se aplicată o tensiune $u(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ cu $U_0 = 1$ V, să se reprezinte forma curentului $i(t)$ prin diodă.

11.2. O punte de redresare ideală prezintă o caracteristică $i = f(u)$ ca în figura 11.2. Să se reprezinte forma curentului i prin diodă, dacă $u(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ și $U_0 = 1$ V.

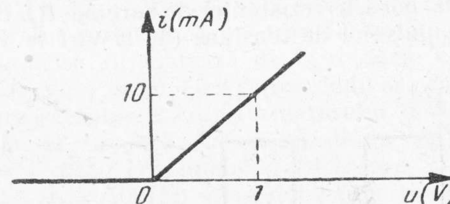


Fig. 11.1

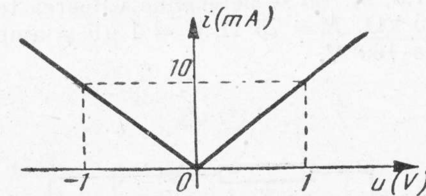


Fig. 11.2

11.3(R). Se consideră schema de redresare prezentată în figura 11.3. Să se reprezinte variația curentului prin rezistența de sarcină R_s. De asemenea, să se determine în acest caz valorile maxime și medii al curentului prin sarcină, tensiunea inversă maximă. (Se presupune amplitudinea tensiunii din secundar $E_2 > e_0$.) Caz particular; $E_2 = 10$ V; $e_0 = 6$ V; $R_i + R_s = 1$ Ω.

11.4(R). Un redresor monoalternanță cu o sarcină rezistivă de 3 kΩ, folosește o diodă semiconductoare a cărei caracteristică statică se poate aproxima printr-o dreaptă care trece prin origine, avînd panta $S = 2$ mA/V. Știindu-se că alimentarea se face de la o rețea de curent alternativ de 220 V/50 Hz, iar transformatorul are $n = 2$, $r_1 = 10$ Ω și $r_2 = 25$ Ω, să se determine valoarea tensiunii continue U_0 la bornele rezistenței de sarcină, precum și valoarea maximă a curentului prin diodă.

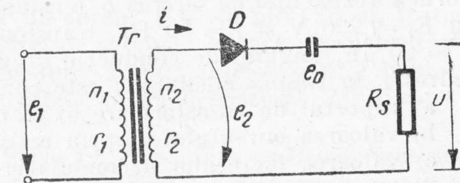


Fig. 11.3

11.5(R). Un redresor monoalternanță cu sarcină rezistivă de 500 Ω folosește ca element redresor un gazotron, care are o cădere de tensiune de 12 V în timpul conducției. Știindu-se că redresorul este alimentat de la o rețea de c.a. 220 V, valoarea unghiului de conducție $2\theta = 170°$, iar înfășurările transformatorului au $r_1 = 10$ Ω și $r_2 = 20$ Ω, să se determine:

a) raportul de transformare al transformatorului de rețea;

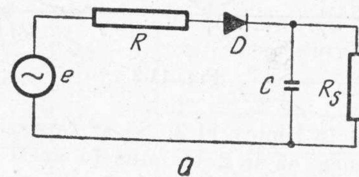
b) valoarea tensiunii continue la bornele rezistenței de sarcină, dacă gazotronul are $R_i \cong$ $\cong 12\ \Omega$;

c) tensiunea inversă maximă.

11.6. Redresorul prezentat în figura 11.3 are o rezistență de sarcină $R_s = 1\ k\Omega$ la bornele căreia se obține o tensiune $U_0 = 50$ V. Cunoscîndu-se $R_i = 100\ \Omega$, semiunghiul de conducție $\theta = \frac{\pi}{2}$, $e_0 = 5$ V, $E_1 = 220$ V, să se determine valoarea raportului de transformare al transformatorului considerat fără pierderi.

11.7(R). Să se demonstreze că în cazul unui redresor monofazat monoalternanță, fără filtru, cu sarcină rezistivă, randamentul ideal al redresării are o valoare constantă.

11.8. În schema de redresare prezentată în figura 11.8, *a* sursa de tensiune alternativă furnizează impulsuri dreptunghiulare cu perioada de 0,5 ms și coeficientul de umplere 0,5 (fig. 11.8, *b*). Să se determine valoarea tensiunii U_0 la bornele rezistenței de sarcină R_s, dacă $R_s = 5\ k\Omega$, $R = 75\ \Omega$, $C = 1\ \mu F$ și amplitudinea impulsului de tensiune (de la vîrf la vîrf) este de 160 V.



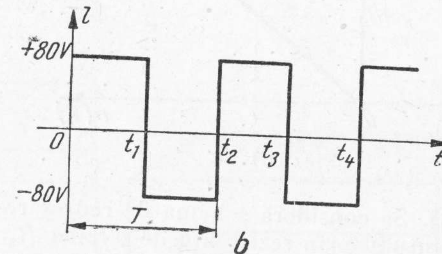


Fig. 11.8

11.9(R). Un redresor monoalternanță cu intrarea pe condensator trebuie să furnizeze la bornele rezistenței de sarcină o tensiune $U_0 = 200$ V. Alimentarea se realizează de la o rețea cu $E_1 = 220$ V și $f = 50$ Hz, transformatorul fiind considerat fără pierderi. Cunoscîndu-se $C = 25\ \mu F$, unghiul de conducție a curentului $2\theta = 120°$ și știind că rezistența elementului redresor în timpul conducției este constantă și are valoarea de 300 Ω, să se determine :

a) raportul de transformare al transformatorului ;

b) valoarea curentului I_0 prin rezistența de sarcină R_s ;

c) valoarea factorului de ondulație ;

d) tensiunea inversă maximă.

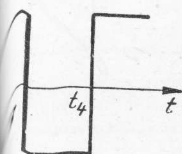
11.10. Pentru un redresor monoalternanță cu intrare pe condensator se cunosc următoarele date : $E_1 = 220$ V : $f = 50$ Hz ; $r_1 = 15\ \Omega$; $r_2 = 15\ \Omega$; $R_i = 50\ \Omega$; $n = 1$; $R_s = 2\ k\Omega$ și $C = 100\ \mu F$. Se cere să se determine valoarea tensiunii continue redresate, curentul continuu în rezistența de sarcină tensiunea inversă maximă și valoarea factorului de ondulație.

11.11 Să se arate că randamentul ideal al unui redresor dublă alternanță, fără filtru, cu sarcină rezistivă are o valoare constantă, nedepinzînd de valorile rezistenței de sarcină și a tensiunii de alimentare.

...ă gazotronul are $R_i \cong$

...ină $R_s = 1$ kΩ la bor-
...Ω, semiunghiul de con-
...rtului de transformare

...t monoalternanță, fără
...loare constantă.
...e tensiune alternativă
...cientul de umplere 0,5
...ței de sarcină R_s, dacă
...une (de la vîrf la vîrf)



...trebuie să furnizeze la
...lizează de la o rețea
...ierderi. Cunoscîndu-se
...rezistența elementului
...Ω, să se determine :

...Se cunosc următoarele
... $n = 1$; $R_s = 2$ kΩ
...dresate, curentul con-
...ctorului de ondulație.
...nanță, fără filtru, cu
...tenței de sarcină și a

11.12(R). Un redresor în punte furnizează pe o rezistență de sarcină de 2,5 kΩ, o tensiune continuă 150 V. Considerîndu-se că transformatorul de alimentare are $r_1 = 5$ Ω, $r_2 = 16$ Ω și $n = 1{,}5$, iar alimentarea se face de la o rețea ce are $E_1 = 220$ V, $f = 50$ Hz, să se determine rezistența internă a elementelor radresoare.

11.13(R). Se consideră schema de redresare în punte prezentată în figura 11.13. Cunoscîndu-se $E_2 = 24$ V, $f = 50$ Hz, $C = 25$ μF, $R_s =$ $= 2$ kΩ, $n = 2$, $r_1 = 2{,}5$ Ω, $r_2 = 10$ Ω, $R_i = 100$ Ω, să se determine valoarea medie a curentului în rezistența de sarcină R_s și valoarea factorului de ondulație.

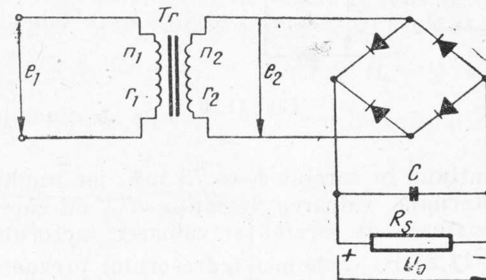


Fig. 11.13

11.14. Un redresor dublă alternanță fără filtru, cu sarcină rezistivă și cu transformator cu priză mediană se alimentează de la o rețea cu $E_1 =$ $= 220$ V ; $f = 50$ Hz. Cunoscîndu-se că pentru fiecare secțiune a transformatorului $n = 2$; $r_1 =$ $= 2{,}5$ Ω ; $r_2 = 3$ Ω, că rezistența de sarcină $R_s = 4$ kΩ, iar diodele redresoare prezintă în timpul conducției o rezistență constantă $R_i = 100$ Ω, să se determine tensiunea continuă la bornele rezistenței de sarcină, tensiunea inversă maximă și valoarea factorului de ondulație.

11.15. Pentru redresorul prezentat în problema 11.14 curentul continuu prin rezistența de sarcină este I_0. Să se determine valoarea maximă a curentului prin rezistența de sarcină.

11.16(R). În paralel cu rezistența de sarcină a redresorului prezentat în problema 11.14 se conectează un condensator de capacitate $C = 25$ μF. Să se determine în aceste condiții tensiunea continuă la bornele rezistenței de sarcină, valoarea factorului de ondulație și tensiunea inversă maximă.

11.17(R). Un redresor dublă alternanță cu filtru LC trebuie să furnizeze la bornele rezistenței de sarcină o tensiune continuă $U_0' = 100$ V la un curent $I_0 = 40$ mA, cu un factor de ondulație $\gamma' \leqslant 5\%$. Să se determine valoarea rezistenței de sarcină, valoarea inductivității L și a capacității C, precum și valoarea maximă admisibilă a rezistenței proprii a bobinei astfel încît căderea de tensiune continuă la bornele acesteia să nu depășească 2% din valoarea tensiunii U_0.

11.18. Se consideră un redresor dublă alternanță cu filtru LC, tensiunea pe fiecare secțiune a secundarului transformatorului fiind $e_2 = 110 \sin 314t$. Elementele redresoare precum și transformatorul se consideră ideale. Inductivitatea $L = 6$ H ($R_L = 0$) ; capacitatea $C = 10$μF, iar rezistența de sarcină $R_s = 1{,}2$ kΩ. Să se determine tensiunea continuă U_0' și curentul I_0, factorul de ondulație și valoarea maximă a curentului prin diodă.

11.19(R). Datele unei scheme de redresare dublă alternanță cu filtru LC sînt următoarele : $e_1 = 220 \sin 314\,t$; $n = n_2/n_1 = 1{,}2$ (pentru fiecare secțiune a secundarului transformatorului de alimentare) ; $r_1 = 10$ Ω ; $r_2 = 12$ Ω ; $R_i = 100$ Ω ; $L = 5$ H ; $R_L = 150$ Ω, $R_s =$ $= 1{,}2$ kΩ și $C = 8$ μF. Să se determine :

a) tensiunea și curentul continuu redresat ;

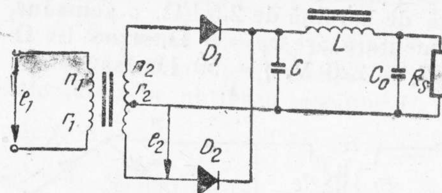


Fig. 11.20

b) factorul de ondulație al tensiunii la ieșirea din filtru ;

c) amplitudinea tensiunii alternative de frecvența cea mai joasă la ieșirea din filtru.

11.20(R). Elementele schemei unui redresor dublă alternanță cu filtru π (fig. 11.20) au următoarele valori : $C_0 = 10\ \mu F$; $C = 25\ \mu F$; $L = 6$ H ; $R_L = 200\ \Omega$; transformatorul se consideră fără pierderi, cu $n = \frac{n_2}{n_1} = 3$; $R_i = 100\ \Omega$; valoarea curentului continuu în sarcină $I_0 = 75$ mA, iar unghiul de deschidere al curentului este $2\theta = 90°$. Să se determine valoarea tensiunii E_2, cu care se alimentează redresorul, tensiunea continuă pe rezistența de sarcină și valoarea factorului de ondulație.

11.21(R). Schemei redresorului prezentat în figura 11.20 i se mai adaugă un filtru R_1C_1 (fig. 11.21) cu $R_1 = 200\ \Omega$ și $C_1 = 10\ \mu F$. Să se determine valoarea tensiunii redresate pe rezistența de sarcină și valoarea factorului de ondulație.

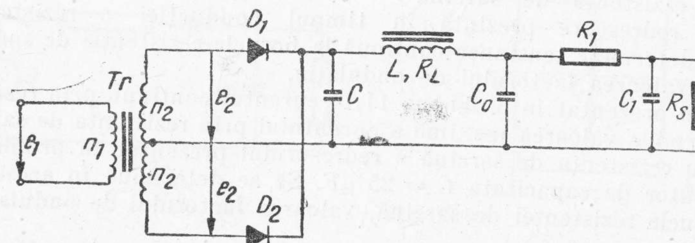


Fig. 11.21

11.22. Factorul de ondulație al tensiunii redresate la ieșirea unui filtru LC este γ'_L. Se înlocuiește bobina cu o rezistență R care are valoarea egală cu reactanța prezentată de bobină la frecvența tensiunii de alimentare. Să se determine valoarea noului factor de ondulație γ'_R în funcție de valoarea vechiului factor γ'_L.

11.23(R). Se consideră un redresor în punte, a cărui schemă este prezentată în figua 11.23. Cunoscîndu-se $e_1 = 220 \sin 314\, t$; $n = \frac{n_2}{n_1} = 2$; $r_1 = 5\ \Omega$; $r_2 = 10\ \Omega$; $R_i = 250\ \Omega$; $R_s =$

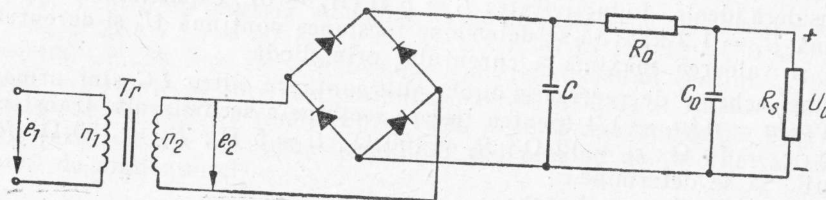


Fig. 11.23

$= 2{,}5\ \text{k}\Omega$; $C = C_0 = 25\ \mu\text{F}$; $R_0 = 1\ \text{k}\Omega$, să se determine tensiunea continuă redresată şi valoarea factorului de ondulaţie.

11.24. În figura 11.24 este prezentată schema unui redresor dublor de tensiune cu sarcină rezistivă şi filtru *RC*. Să se explice funcţionarea schemei. Cunoscîndu-se $e_1 = 220 \sin 314\,t$; $n = \dfrac{n_2}{n_1} = 2$; $r_1 = 4\ \Omega$; $r_2 = 8\ \Omega$; $R_i = 100\ \Omega$; $C_1 = C_2 = C_0 = 25\ \mu\text{F}$; $R_0 = 1\ \text{k}\Omega$ şi $R_s = 10\ \text{k}\Omega$, să se determine curentul I_0 prin rezistenţa de sarcină, valoarea factorului de ondulaţie şi tensiunea inversă maximă admisibilă.

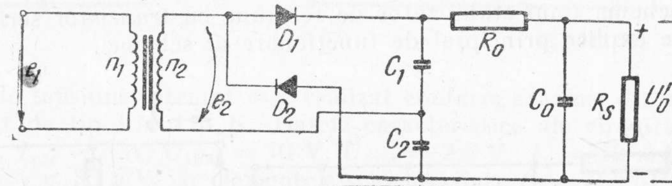


Fig. 11.24

○ Stabilizatoare de tensiune

11.25(R). O schemă de stabilizator cu o diodă Zener cu rezistenţă de balast este prezentată în figura 11.25. Dioda Zener utilizată are următoarele date funcţionale : valoarea maximă a curentului prin diodă $I_{ZM} = 20$ mA ; valoarea minimă a curentului prin diodă $I_{ZM} = 3$ mA ; puterea disipată maxim admisibilă $P_{dZ} = 200$ mW ; $R_Z = 8\ \Omega$. Ştiindu-se că $U_1 = 24\ \text{V} \pm 10\%$ şi $R = 400\ \Omega$, să se determine valorile maxime şi minime ale curentului prin sarcină, precum şi variaţia tensiunii la bornele sarcinii.

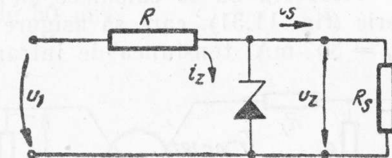


Fig. 11.25

11.26. Pentru stabilizatorul cu rezistenţă de balast prezentat în figura 11.25 să se arate că rezistenţa R trebuie să îndeplinească condiţia $R_m < R < R_M$, unde:

$$R_m = \frac{U_{1M} - U_Z - R_Z \cdot I_{ZM}}{I_{ZM}\left(1 + \dfrac{R_Z}{R_{sM}}\right) + \dfrac{U_Z}{R_{sM}}};$$

$$R_M = \frac{U_{1m} - U_Z - R_Z \cdot I_{Zm}}{I_{Zm}\left(1 + \dfrac{R_Z}{R_{sm}}\right) + \dfrac{U_Z}{R_{sm}}}.$$

11.27(R). Să se calculeze elementele unui stabilizator cu rezistenţă de balast cu diodă Zener cunoscîndu-se $U_s = 9$ V ; $I_{sM} = 50$ mA ; $I_{sm} = 20$ mA ; variaţiile tensiunii redresorului sînt $\pm 15\%$.

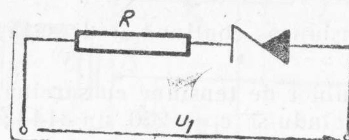


Fig. 11.28

11.28. Se consideră schema de stabilizare a tensiunii prezentată în figura 11.28, în care dioda Zener are următoarele date de funcționare: $R_Z = 10\ \Omega$; $P_{dZ} = 350$ mW; $U_Z = 9$ V. Tensiunea care se aplică este $U_1 = 12\ V \pm 10\%$. Să se calculeze valoarea minimă necesară pentru rezistența R pentru ca dioda să nu se distrugă.

11.29. Schema unui stabilizator de tensiune cu tranzistor în paralel este prezentată în figura 11.29. Să se explice principiul de funcționare al schemei.

11.30. Schema unui stabilizator de tensiune cu tranzistor serie este prezentată în figura 11.30. Să se explice principiul de funcționare al schemei.

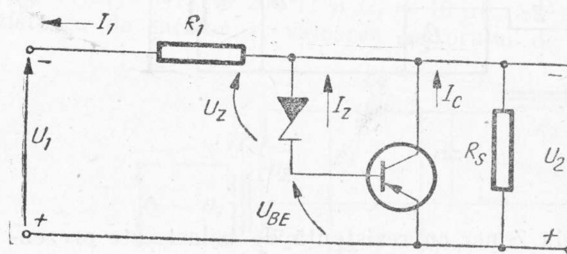


Fig. 11.29

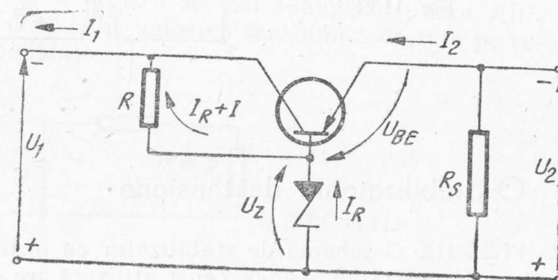


Fig. 11.30

11.31(R). Să se calculeze elementele unui stabilizator de tensiune cu două tranzistoare serie (fig. 11.31), care să asigure la ieșire o tensiune de 10 V, pentru un curent de sarcină $I_s = 35$ mA, tensiunea de intrare modificîndu-se între 27 V și 34 V.

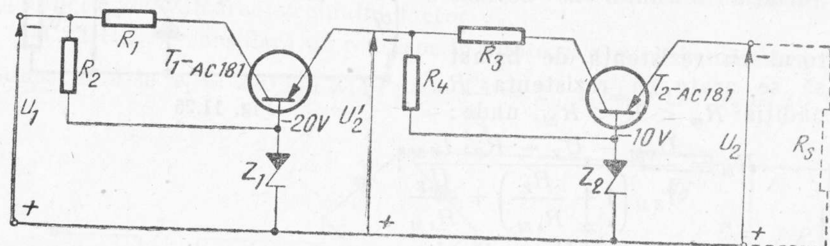


Fig. 11.31

11.32(R). Să se explice principiul de funcționare al stabilizatorului cu amplificator de eroare, a cărui schemă este prezentată în figura 11.32.

11.33(R). Să se proiecteze un stabilizator cu diodă Zener (fig. 7) care să dea o tensiune în sarcină $U_s = 9$ V, la un curent maxim $I_{sM} = 45$ mA și $I_{sm} = 20$ mA. Variațiile tensiunii de rețea sînt $\alpha = 15\%$, $\beta = 20\%$, iar rezistența redresorului $R_r = 15\ \Omega$.

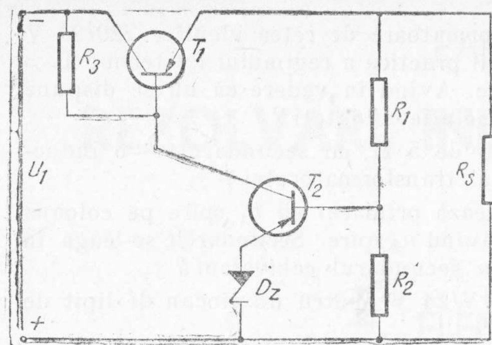


Fig. 11.32

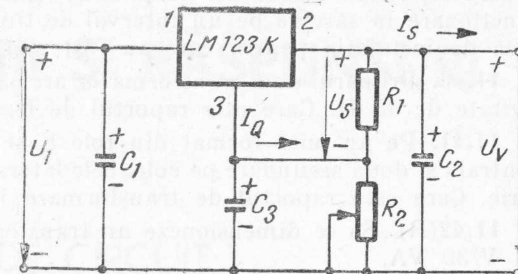


Fig. 11.34

11.34. Un stabilizator de tensiune integrat este realizat conform schemei din figura 11.34, folosind un circuit integrat de tip LM 123 K. Datele caracteristice ale circuitului integrat LM 123 K sînt : $U_s = 5$ V, $I_{sM} = 3$ A, $U_{12M} = 10$ V, $U_{12m} = 2{,}5$ V, $I_Q = 12$ mA, ΔU (pentru un interval lung de timp) $\leqslant 35$ mV, iar elementele schemei sînt : $C_1 = 2{,}2$ μF, $C_2 = 1$ μF, $C_3 = 25$ μF, $R_1 = 100\ \Omega$, $R_{2M} = 100\ \Omega$. Să se explice rolul condensatoarelor C_1, C_2, C_3 și să se determine domeniul de reglaj al tensiunii U_v și tensiunea de alimentare U_1.

11.35. Să se calculeze schema unui stabilizator de tensiune integrat realizată conform schemei din figura 11.34. Se cere ca $\frac{U_{VM}}{U_{vm}} = 1{,}5$, $U_{vm} = 8$ V, $I_{sM} = 1$ A.

11.36. Să se calculeze un stabilizator de curent pentru încărcarea acumulatoarelor de la radiotelefoanele portabile IEMI știind că ansamblul de acumulatoare are tensiunea $U_2 = 12$ V, iar curentul de încărcare constant trebuie să fie de 50 mA.

Transformatorul de rețea

11.37. Miezul unui transformator, realizat cu tole E și I, are caracteristicile geometrice din figura 12. Să se detemine relația dintre secțiunea minimă necesară a miezului și puterea P_1 în primarul transformatorului la frecvența f. Se admite o densitate de curent $J = 2$ A/mm², inducția maximă în miez $B_M = 0{,}6$ T și se consideră că la o secțiune de cupru corespunzătoare bobinajului este necesară o fereastră de suprafață dublă.

11.38(R). Să se determine parametrul a (în cm) pentru miezul cu configurația din figura 12, la un transformator de rețea care absoarbe o putere P_1 (VA), avînd în vedere relația de condiție (23).

11.39. S-au realizat pentru o instalaţie două transformatoare de reţea identice 220/24 V pentru o putere de 200 VA. Se pune problema verificării practice a regimului lor termic la o funcţionare în sarcină pe un interval de timp de 24 ore. Avînd în vedere că nu se dispune încă de instalaţia pentru care au fost construite, ce soluţie adoptaţi ?

11.40. Primarul unui transformator are o inductivitate de 5 H, iar secundarul — o inductivitate de 45 H. Care este raportul de transformare al transformatorului ?

11.41. Pe un miez format din tole E şi I se bobinează primarul cu n_1 spire pe coloana centrală şi două secundare pe coloanele laterale, fiecare avînd n_2 spire. Secundarele se leagă în serie. Care este raportul de transformare în raport cu secundarul echivalent ?

11.42(R). Să se dimensioneze un transformator 220 V/24 V pentru un ciocan de lipit de 24 V/30 VA.

11.43. Să se dimensioneze transformatorul de reţea necesar alimentatorului stabilizat al unui radioreceptor tranzistorizat. Se cunosc : tensiunea din primar egală cu 220 V, tensiunea din secundar egală cu 10 V şi curentul absorbit din secundar egal cu 300 mA.

PARTEA A DOUA

REZOLVĂRI, INDICAȚII ȘI RĂSPUNSURI

1. ELEMENTE DE CIRCUIT

Rezistoare

1.1. $R = \rho \frac{l}{s}$; $\rho_{Cu} \cong 1{,}7 \cdot 10^{-8}\ \Omega m$;
$R = 16{,}23\ \Omega$.

1.2. $R = \rho \frac{l_{cond}}{\frac{\pi d^2}{4}}$; $l_{cond} \cong \pi D n$ (n = numărul de spire) ; $n = \frac{l}{d}$ (l = lungimea înfășurării) ; $R = 4\rho \frac{D}{d^3} l$. Rezultă $l = \frac{1}{4\rho} \cdot \frac{d^3}{D} \cdot R$; pentru manganină $\rho_{manganină} = 48 \cdot 10^{-8}\ \Omega m$ și $l \cong 521\ R \frac{d^3}{D}$ [mm] (d — diametrul conductorului în mm, D — diametrul carcasei în mm). $l \cong 141$ mm.

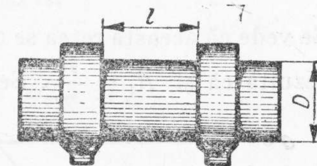


Fig. 1.2R

1.3. $R_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu}}{s_{Cu}}$; $R_{Al} = \rho_{Al} \frac{l_{Al}}{s_{Al}}$. Deoarece $R_{Cu} = R_{Al}$, $s_{Cu} = s_{Al}$, rezultă $\frac{\rho_{Cu}}{\rho_{Al}} = \frac{l_{Al}}{l_{Cu}}$ sau $l_{Al} = l_{Cu} \frac{\rho_{Cu}}{\rho_{Al}}$; $l_{Al} \cong 1{,}215$ m.

1.4. $R = 4\rho \frac{Dl}{d^3} = 192 \frac{Dl}{d^3} 10^{-8}\ \Omega$; $R = 71{,}1\ \Omega$; $n = \frac{l}{d}$; $n \cong 333$ spire.

1.5. $\Delta t = t - t_0 = \frac{1}{\alpha_\rho} \cdot \frac{R_t - R_0}{R_0}$; pentru cupru $\alpha_\rho = 3{,}9 \cdot 10^{-3}$ grad^{-1} ; $\Delta t = 51{,}3°C \Rightarrow t = 71{,}3°C$.

1.6. $\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{1}{\alpha_\rho} \cdot \frac{R_2 - R_1}{R_1}$; $\Delta t = 12{,}8°C$.

1.7. $R = \frac{U_{Rs}}{I} = \frac{12\ V}{0{,}12\ A} = 100\ \Omega$; $l = R\frac{s}{\rho}$;

Cum $\rho_{manganină} = 48 \cdot 10^{-8}\ \Omega m \Rightarrow l \cong 6{,}5$ m.

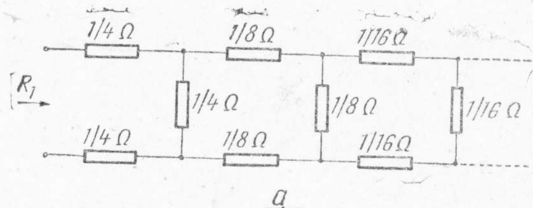
1.8. $R_s = 500\ \Omega$; $P = 0{,}032$ W.

1.9. Curentul prin rezistenţa ciocanului de lipit $I \cong 0{,}625$ A; $R_s = 160\ \Omega$; $P = 62{,}5$ W.

1.10. Pentru cupru coeficientul de temperatură al rezistivităţii este $\alpha_\rho = 3{,}9 \cdot 10^{-3}$ grad^{-1}, iar coeficientul de dilataţie liniară $\alpha = 1{,}7 \cdot 10^{-5}$ grad^{-1};

$$P \cong \frac{E^2}{R_0[1+\alpha_\rho(t-t_0)][1-\alpha(t-t_0)]} \cong \frac{E^2}{R_0}[1-\alpha_\rho(t-t_0)]\cdot[1+\alpha(t-t_0)] = 0{,}961 \text{ W}.$$

1.11. Dacă se neglijează prima secţiune $\left(\frac{1}{2}\ \Omega\right)$, se obţine reţeaua din figura 1.11R, *a*.



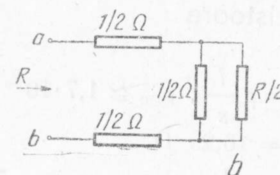


Fig. 1.11R

Se vede că această reţea se obţine din prima înmulţindu-se rezistenţele acesteia cu factorul 1/2; rezultă că şi $R_1 = \frac{R}{2}$. Se obţine în acest fel reţeaua din figura 1.11R, *b*, din care rezultă

$$R = 1 + \frac{\frac{R}{4}}{\frac{R+1}{2}};\ R = 1{,}28\ \Omega.$$

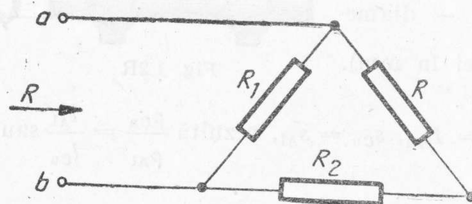
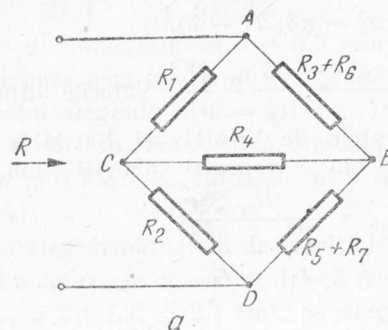


Fig. 1.12R

1.12. Reţeaua fiind infinit de lungă, se poate considera că rezistenţele R_1 şi R_2 se pot îndepărta fără ca valoarea rezistenţei R să se modifice, obţinîndu-se în acest fel schema echivalentă din figura 1.12R.

$$R = \frac{(R + R_2)R_1}{R_1 + R_2 + R}.$$

Rezultă $R = 0{,}618\ \Omega$.



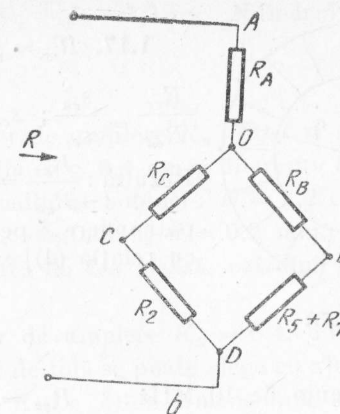


Fig. 1.13R

1.13. Se transformă schema prezentată în figura 1.13 în cea din figura 1.13R, *a*, iar pe urmă în cea din figura 1.13R, *b*.

Folosindu-se formulele de transformare triunghi-stea, se obține:

$$R_A = \frac{R_1(R_3 + R_6)}{R_1 + R_3 + R_4 + R_6}; \; R_A = 375 \; \Omega;$$

$$R_B = \frac{R_4(R_3 + R_6)}{R_1 + R_3 + R_4 + R_6}; \; R_B = 375 \; \Omega;$$

$$R_C = \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_3 + R_4 + R_6}; \; R_C = 312{,}5 \; \Omega.$$

Rezultă

$$R = R_A + \frac{(R_C + R_2)(R_B + R_5 + R_7)}{R_C + R_2 + R_B + R_5 + R_7}; \; R = 692{,}3 \; \Omega;$$

$$I = \frac{E}{R_i + R}; \; I = 28{,}5 \text{ mA}.$$

1.14. În acest caz, pentru nodul *a*, este valabil relația $\Sigma I = 0$, deci

$$\frac{E - U_1}{R_3} + \frac{2E - U_1}{R_3} + \frac{3E - U_1}{R_1} + \frac{2E - U_1}{R_2} + \frac{E - U_1}{R_2} - \frac{U_1}{R_1} = 0.$$

Rezultă: $U_1 = 3$ V.

1.15. Conductorul plin, deoarece perimetrul acestuia este mai mic decît perimetrul conductorului tubular.

1.16. $z = \frac{\delta}{3}$; $\frac{I_0}{I_z} = e^{1/3}$; $I_0 \cong 1{,}4$ mA.

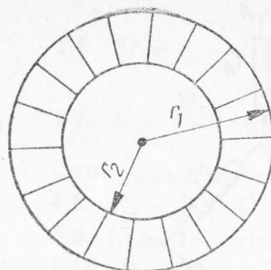


Fig. 1.17R

1.17. $R_{cc} = \rho \frac{l}{\pi r_1^2}$; $R_{cc} = 0{,}108\ \Omega$ pentru $\rho_{Cu} = 1{,}7 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$;

$\frac{R_{cc}}{R_{ca}} = \frac{s_{ca}}{s_{cc}}$; $s_{ca} = \pi r_1^2 - \pi r_2^2 = \pi\delta(2r_1 - \delta)$.

Rezultă : $\frac{R_{cc}}{R_{ca}} = \frac{2\pi\delta r_1 - \pi\delta^2}{\pi r_1^2} = \frac{2\delta}{r_1} - \frac{\delta^2}{r_1^2}$. Valorile adîncimilor de pătrundere δ pentru frecvențele de 10 MHz și 100 MHz [calculate cu relația (4)] sînt $2{,}1 \cdot 10^{-3}$ cm și respectiv $6{,}56 \cdot 10^{-4}$ cm.

$$R_{ca} = \frac{R_{cc}}{\frac{2\delta}{r_1} - \frac{\delta^2}{r_1^2}};$$

Pentru frecvența de 10 MHz : $R_{ca} = 2{,}6\ \Omega$,
Pentru frecvența de 100 MHz : $R_{ca} = 8{,}26\ \Omega$.

1.18. $R_{cc} = \rho \frac{l}{s^2}$; $R_{cc} = 0{,}54\ \Omega$; $\frac{R_{cc}}{R_{ca}} \cong \frac{2\delta}{r_1}$ [a se vedea problema 1.17].

Rezultă $\delta \cong 2{,}7 \cdot 10^{-5}$ m, iar din relația (4)

$$f = \frac{503{,}3^2\rho}{\delta^2\mu_r};\ \text{se obține } f \cong 5{,}9\ \text{MHz}.$$

Bobine

1.19. $L = 0{,}00987\, k \frac{n^2D^2}{l}$; $l = nd = 10$ cm; $k = 0{,}85$ $\left(\text{din tabela 1.2 pentru } \frac{D}{l} = 0{,}4\right)$. Rezultă : $L = 537\ \mu$H.

1.20. În acest caz $l = 200(0{,}5 + 0{,}5) = 20$ cm și $\frac{D}{l} = 0{,}2$; din tabela 1,2 se obține $k = 0{,}92$. Rezultă $L = 291\ \mu$H.

1.21. $M \cong 19\ \mu$H.

1.22. Inductivitatea necesară este :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{min}^2 C_{max}} \cong 2{,}25\ \text{mH}.$$

Valoarea inductivității fiind mare, se alege o bobină „fagure" cu mai multe straturi [relația (7)]. Se alege o carcasă cu următoarele dimensiuni : $D_c = 0{,}8$ cm ; $a = 0{,}6$ cm ; $b =$

$= 0{,}5$ cm. Diametrul mediu al bobinei este : $D = D_c + b = 1{,}3$ cm. Numărul de spire al bobinei : $n = \frac{1}{D}\sqrt{\frac{L(3D + 9a + 10b)}{0{,}079}} = 491$ spire.

Se alege un conductor cu $d = 0{,}2$ mm și un factor de umplere $K_u = 0{,}7$ și se calculează din nou mărimea b cu relația de verificare (8) ; se obține $b \cong 0{,}4$ cm și diferența fiind mare se reface calculul alegîndu-se $b = 0{,}4$ cm. Diametrul mediu al bobinei : $D = 1{,}2$ cm ; numărul de spire $n = 507$ sp. Se verifică din nou mărimea b, alegîndu-se $d = 0{,}2$ mm, $K_u = 0{,}65$ și se obține $n \cong 0{,}408$ cm. Valoarea lui b fiind apropiată de cea aleasă, calculul se poate considera corect.

1.23. Se aleg următoarele date inițiale : un factor de umplere $K_u = 0{,}4$, o inducție $B = 0{,}4$ T și o densitate de curent $J = 3$ A/mm^2. Tipul de tolă se poate alege cu ajutorul relației (11) : $S_f \cdot S_F \cong 210\, LI_0^2 \cong 2{,}1$ cm^4. Se alege o tolă tip E (fig. 3) cu dimensiunile $a = 0{,}64$ cm ; $b = 1{,}28$ cm ; $c = 1{,}92$ cm, $l = 3{,}84$ cm ; $f = 2{,}56$ cm. Grosimea pachetului de tole g se alege, de obicei, egală sau puțin mai mare decît dimensiunea $2a$ a tolei. Se alege $g = 1{,}28$ cm. Rezultă : $S_f = bg = 1{,}64$ cm^2 ; $S_F = ac \cong 1{,}23$ cm^2 ; $l_f = l + 2f - a = 8{,}32$ cm ; $l_c = 2(2a + b + g) = 7{,}68$ cm.

Volumul corespunzător fierului va fi : $V = S_f l_f = 13{,}64$ cm^3. Rezultă : $\frac{LI_0^2}{V} = 7{,}33 \cdot 10^{-4}$ W/cm^3.

Din diagrama prezentată în figura 4 se obține $\alpha = 20 \cdot 10^{-4}$; $B = 0{,}6$ T ; $n\frac{I_0}{l_f} = 16\ \frac{\text{A·sp}}{\text{cm}}$.

Rezultă $n = 2\,662$ sp., iar întrefierul optim $l_a = \alpha l_f = 0{,}166$ mm.

Densitatea de curent necesară J_{nec} se poate determina din relația $J_{nec} = \frac{LI_0^2}{K_u B S_f S_F} 10^2 \cong$ $\cong 2{,}07$ A/mm^2.

Diametrul necesar pentru conductor $d = 1{,}13\sqrt{\frac{I_0}{J_{nec}}} = 0{,}175$ mm. Se alege un conductor cu diametrul de 0,18 mm. Rezistența în curent continuu a bobinei este dată de relația (13) : $R = 139\ \Omega$. Căderea de tensiune la bornele bobinei este $U_0 = RI_0 = 6{,}95$ V < 10 V.

1.24. Inductivitatea bobinei ecranate se poate determina cu ajutorul relațiilor (15), (16). Se obține $L_e = 46{,}4$ μH.

1.25. $L = \mu_{ef} L_0 = 360$ μH.

1.26. $\sqrt{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{U}{I}$; rezultă $L \cong 1{,}903$ H. Dacă se neglijează r, se obține $L' \cong 1{,}909$ H. Eroarea metodei de măsurare $\varepsilon = \left|\frac{\Delta L}{L}\right| \cong 0{,}3\%$.

1.27. $i_L = I\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right)$; $\frac{i_L}{I} = 0{,}5$; rezultă $t \cong 2{,}77$ ms.

1.28. $t = 2$ ms.

1.29. Nu modifică inductivitatea.

1.30. Condiția este $R^2 + \omega^2L^2 \cong \omega^2L^2 = \frac{U^2}{I^2}$; deci $Q = \frac{\omega L}{R} \gg 1$. Eroarea este dată de relația $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}} - 1$; pentru $Q = 10$ rezultă $\varepsilon \cong 0{,}5\%$.

1.31. Din relația (17) rezultă, pentru 60 dB, $\frac{H_0}{H} = 10^3$. Pentru $f = 10$ MHz, $\delta = 2{,}1 \cdot 10^{-3}$ cm (vezi problema 1.17); $\frac{H_0}{H} = e^{\frac{z}{\delta}}$, de unde rezultă că $z \geqslant 14{,}5 \cdot 10^{-3}$ cm.

● Condensatoare

1.32. $C = 4{,}782$ pF.

1.33. $C = 0{,}884 \frac{\varepsilon_r S(n-1)}{d}$; $C_M \cong 137$ pF.

1.34(R). $P_a = \frac{U_{ef}^2}{R_p} = U_{ef}^2 \omega^2 C^2 R_s = U_{ef}^2 \omega C \operatorname{tg} \delta$. Rezultă $\operatorname{tg} \delta = 2{,}1\%$.

1.35. Intensitatea curentului prin rezistența ciocanului este $I = \frac{75}{120} = 0{,}625$ A. Tensiunea la bornele condensatorului adițional este $U_C = \sqrt{220^2 - 120^2} = 184$ V. Rezultă $X_C = \frac{U_C}{I} = 294{,}4\ \Omega$ și $C = \frac{1}{2\pi f X_C} = 10{,}8$ μF. Se alege un condensator nepolarizat de 10 μF/200 V.

1.36. Se observă că datorită sursei de tensiune u_1 în serie cu rezistența R_1 schema este echivalentă cu cea reprezentată în figura 1.36R.

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right| = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 R_1^2 C_1^2}{1 + \omega^2 R_1^2 (C_1 + C_2)^2}}.$$

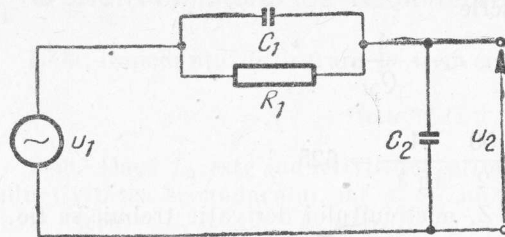


Fig. 1.36R

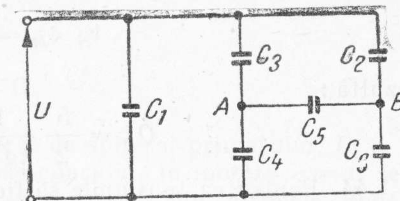


Fig. 1.37R

1.37. Schema din figura 1.37 poate fi reprezentată ca în figura 1.37R. Deoarece toate condensatoarele au capacităţi egale, potenţialele în punctele A şi B sînt egale, condensatorul C_5 nu se încarcă şi nu influenţează asupra capacităţii totale. Rezultă:

$$C_e = C_1 + \frac{C_3C_4}{C_3 + C_4} + \frac{C_2C_6}{C_2 + C_6} = 2\ \mu\text{F};$$

$$U_{C1} = 100\ \text{V};\ U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C6} = 50\ \text{V};\ U_{C5} = 0\ \text{V}.$$

1.38. $\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC_{v1}}} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{C_{v2}C_x}{C_{v2} + C_x}}}$. Rezultă:

$$C_x = \frac{C_{v1}C_{v2}}{C_{v2} - C_{v1}} \cong 333\ \text{pF}.$$

1.39. $\dfrac{E}{2} = E(1 - e^{-t/\tau})$; $\tau = RC = 5\ \mu\text{s}$; Rezultă $t \cong 3{,}5\ \mu\text{s}$.

Reactoare disipative

1.41. Pentru $f = 100$ Hz: $L_p \cong 320$ mH; $R_p \cong 5\ \Omega$;
pentru $f = 5$ kHz: $L_p \cong 326\ \mu$H; $R_p \cong 12{,}9\ \Omega$.

1.42. $L_p \cong L_s = 300\ \mu\text{H}$: $R_p = Q\omega L_p = 88{,}59\ \text{k}\Omega$.

1.43. Schema echivalentă a condensatorului variabil deschis este dată în figura 1.43R. Pentru suport

$$\text{tg}\ \delta_s = \frac{|X_{Csup}|}{R} = \frac{1}{\omega C_{sup}R},$$ iar pentru întreg ansamblul

$$\text{tg}\ \delta_m = \frac{1}{\omega\underbrace{(C_{sup} + C_{rez})}_{C_m}R} = \frac{\omega C_{sup}\ \text{tg}\ \delta_s}{\omega C_m} = \frac{C_{sup}}{C_m}\ \text{tg}\ \delta_s = \frac{1}{Q_m}.$$

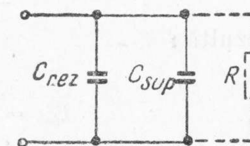


Fig. 1.43R

În cazul condensatorului variabil închis se poate scrie

$$\operatorname{tg} \delta_M = \frac{1}{\omega C_M R} = \frac{C_{sup}}{C_M} \operatorname{tg} \delta_s = \frac{1}{Q_M}.$$

Rezultă :

$$Q_m = \frac{5}{2} \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_s} = 62{,}5 ; \; Q_M = \frac{50}{2} \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_s} = 625.$$

1.44. Pentru ca tensiunile să fie egale, impedanța $\underline{Z}$, a circuitului derivație trebuie să fie egală cu R :

$$\underline{Z} = \frac{(R_L + j\omega L)\left(R_C + \frac{1}{j\omega C}\right)}{R_L + R_C + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = R.$$

Pentru ca ultima egalitate să nu depindă de frecvență trebuie ca

$$\frac{R_L}{1} = \frac{L + R_L R_C C}{C(R_L + R_C)} = \frac{R_C}{1} = R, \text{ sau } R_L = R_C = \sqrt{\frac{L}{C}} = R.$$

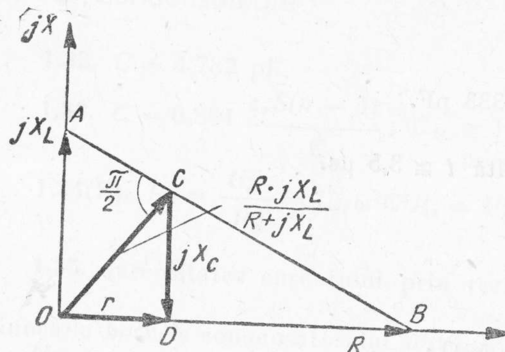


Fig. 1.45R

1.45. Se utilizează reprezentarea geometrică a impedanțelor (fig. 1.45R). Din asemănarea triunghiurilor OAB și BCD rezultă :

$$\left|\frac{X_C}{X_L}\right| = \frac{R - r}{R}.$$

1.46. $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$; $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

1.47. Tensiunea de zgomot, datorată agitației termice la bornele unei impedanțe $Z = R + jX$ este $E_{ef}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) \mathrm{d}f$, unde $k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ J/K (constanta lui Boltzman), iar T este temperatura rezistenței, în K. În cazul problemei date

$$\underline{Z} = \frac{R}{1 + j\omega RC} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} - j \frac{\omega C R^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2};$$

Rezultă :

$$E_{ef}^2 = 4kTR \int_{f_1}^{f_2} \frac{\mathrm{d}f}{1 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2} = \frac{2kT}{\pi C} \operatorname{arctg} \frac{2\pi(f_2 - f_1)RC}{1 + 4\pi^2 f_1 f_2 C^2 R^2}.$$

Efectuîndu-se calculele se obține : $E_{ef} = 1{,}4\ \mu$V.

● Transformatorul de audiofrecvență

1.48. Impedanța de intrare la frecvențe medii este

$$R_{intr} = r_1 + \frac{r_2 + R_s}{n^2} = 30\,550\ \Omega.$$

1.49. Dacă L_1 este inductivitatea primarului, n_1 — numărul de spire al primarului, L_2 — inductivitatea secundarului, iar n_2 — numărul de spire al secundarului, în ipoteza $\sigma = 0$ se poate scrie: $L_1 = \alpha n_1^2$, $L_2 = \alpha n_2^2$, $L' = \alpha(n_1 - n_2)^2$, $L'' = \alpha(n_1 + n_2)^2$. Din ultimele două relații: $\frac{n_2}{n_1} = 0{,}5$. Deoarece $L' = \alpha n_1^2\left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right)^2 = L_1\left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right)^2$, rezultă $L_1 = 16$ H și $L_2 = 4$ H.

1.50. Impedanța de intrare între bornele *1, 2* este

$Z_{12} = R_1 + R_2 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 r$; între bornele *2, 3*: $Z_{23} = R_2 + R_3 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 r$, iar între bornele *1, 3*: $Z_{13} = R_1 + R_3 = \left(\frac{2n_1}{n_2}\right)^2 r = 4\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 r$. Rezultă: $R_1 = R_3 = 2\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 r$; $R_2 = -\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 r$.

1.51. Cu sarcină infinită $U_{20} = nE$, deci $n = 5$. Cînd sarcina este conectată: $U_2 = nE\frac{R_{s/n^2}}{R_i + R_{s/n^2}} = 1{,}43$ V.

1.52. Se notează cu indicele *e* suplimentar capacitatea echivalentă din primar (conform fig. 1.52R). Din echivalarea energetică se poate scrie:

$$\frac{C_{ce}U_1^2}{2} = \frac{C_c(1 \pm n)^2 U_1^2}{2},$$

$$\frac{C_{2e}U_1^2}{2} = \frac{C_2 n^2 U_1^2}{2};$$

Rezultă: $C_{ce} = C_c(1 \pm n)^2$ și $C_{2e} = C_2 n^2$.

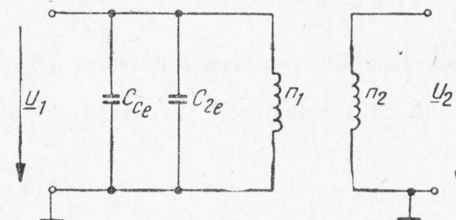


Fig. 1.52R

1.53. Se ține seama de rezultatul problemei 1.50.

1.54. Din schema echivalentă raportată la primar rezultă

$P_2 = \frac{R}{n^2}\left(\frac{U_{1ef}}{R_{int} + \frac{R_s}{n^2}}\right)^2$. Dacă $R_{int} = 0$ se obține $n = 1{,}67$, iar dacă $R_{int} = 600\ \Omega$ rezultă $n = 10$ sau $n = 2$.

1.55. Se poate scrie: $U_2 = \frac{U_{20}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_l}{f}\right)^2}}$, $P_{s0} = \frac{U_{20}^2}{R_s} = 1$ W și $P_s = \frac{U_2^2}{R_s}$;

Condiţia este : $10 \log \frac{P_{20}}{P_2} = 20 \log \frac{U_{20}}{U_2} = 6$ deci

$\frac{U_{20}}{U_2} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_j}{f}\right)^2} = 2$ şi se obţine $f = f_j/\sqrt{3} = 23{,}09$ Hz.

1.56. $L_1 = 10$ H, $\sigma = 5 \cdot 10^{-3}$, $r_1 = 400\ \Omega$, $r_2 = 1\ 800\ \Omega$.

1.57. $\left.\frac{U_2}{E}\right|_m = 0{,}534$; $f_j \cong 15$ Hz ; $f_s \cong 10$ kHz.

2. ÇIRCUITE ACORDATE

Circuitul acordat serie

2.1. $f_r = 639{,}18$ kHz ; $Q = 124{,}5$, $B_{3\,dB} = 5{,}13$ kHz.

2.2. $Q = f_r/B_{3\,dB} = 50$; $L = QR/\omega_r = 79{,}58$ μH ; $C_0 = 1/\omega_r RQ = 318{,}31$ pF.

2.3. $U_C = \dfrac{E}{R}\cdot\dfrac{1}{\omega_r C_0}$; $U_C' = \dfrac{E}{R+R'}\cdot\dfrac{1}{\omega_r C_0}$; $\dfrac{U_C}{U_{C'}} = \dfrac{R+R'}{R}$; $R = R'/3 = 33{,}3$ Ω.

2.4. Notînd cu R_L rezistența serie a bobinei și cu R_C rezistența serie a condensatorului, rezultă : $\dfrac{1}{Q_L} = \dfrac{R_L}{\omega_r L_0}$; $\dfrac{1}{Q_C} = R_C\omega_r C_0 = \dfrac{R_C}{\omega_r L_0}$. Factorul de calitate al circuitului este dat de relația $\dfrac{1}{Q} = \dfrac{R_L + R_C}{\omega_r L_0} = \dfrac{1}{Q_L} + \dfrac{1}{Q_C}$, ceea ce trebuia arătat.

2.5. $I = E/R = 100$ mA ; $U_C = \dfrac{E}{R}\sqrt{\dfrac{L_0}{C_0}} = 79{,}06$ V.

2.6. Condiția este $\left|\dfrac{\beta - \tilde{\beta}}{\beta}\right| \leqslant \dfrac{\varepsilon}{100}$. Rezultă $|f - f_r| \leqslant \dfrac{2\varepsilon}{100-\varepsilon} f_r$. Numeric $|f - f_r| \leqslant$ $\leqslant 100$ kHz.

2.7. $Q = f_r/B_{3\,dB} = 50$; $R = 1/\omega_r C_0 Q = 7{,}96$ Ω ; $x_1 = \dfrac{2(f_1 - f_r)}{f_r}Q = 2$; $x_2 = \dfrac{2(f_2 - f_r)}{f_r}\cdot Q =$ $= -2$; $\underline{Z}(f_r) = R = 7{,}96$ Ω ; $\underline{Z}(f_1) = R(1 + jx_1) = (7{,}96 + j\,15{,}92)$ Ω ; $\underline{Z}(f_2) = (7{,}96 - j\,15{,}92)$ Ω. Curentul este $\underline{I} = E/\underline{Z}$; $\underline{I}(f_r) = 62{,}83$ mA ; $\underline{I}(f_1) = (12{,}56 - j\,25{,}13)$ mA ; $\underline{I}(f_2) =$

$= (12,56 + j\ 25,13)$ mA. Tensiunea la bornele condensatorului $\underline{U}_C = \frac{f_r}{f} : \frac{QE}{j(1+jx)} \cong$
$\cong -\frac{QE(x+j)}{1+x^2}$: $\underline{U}_C(f_r) = -j\ 25$ V ; $\underline{U}_C(f_1) = -(10 + 5\ j)$ V ; $\underline{U}_C(f_2) = (10 - 5\ j)V$;
$U_C(f_r) = 25$ V ; $U_C(f_1) = U_C(f_2) = 11,18$ V.

2.8. $R' = R = 7,96\ \Omega$.

2.9. $Q = f_r/B_{3\,dB} = 100$; $R = 1/\omega_r CQ = 7,96\ \Omega$; $x = \frac{C - C_0}{C_0} Q = 2$; $\underline{Z} = R(1+jx) =$
$= (7,96 + j\ 15,92)\ \Omega$.

2.10. $R = \omega_r L/Q = 6,28\ \Omega$; $x = \frac{L - L_0}{L_0} Q = 5$; $\underline{I} = \frac{E}{R} : \frac{1 - jx}{1 + x^2} = (0,61 - j\ 3,06)$ mA ;
$I = 3,12$ mA.

2.11. Se pune condiția $\frac{1}{\sqrt{1+x^2}} = \frac{1}{2}$, deoarece raportul $\frac{1}{2}$ corespunde atenuării de 6 dB.
Se obține $x = \sqrt{3}$ și deci $B_{6\,dB} = 2(f - f_r) = \sqrt{3} f_r/Q$.

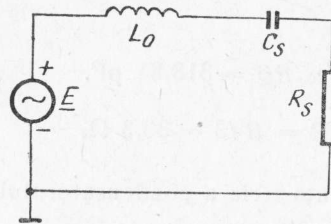


Fig. 2.13R

2.12. $\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_0C_0}}$;

2.13. Se transformă la frecvența de rezonanță (f_r') reactorul disipativ derivație (C_0, R) în reactorul disipativ serie (C_S, R_S) pentru care : $C_S = C\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$; $Q = R\omega_r' C_0$. Rezultă $\omega_r' =$
$= \frac{1}{\sqrt{L_0 C_S}} = \omega_r \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}}$, unde $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} = 500$ kHz
și $f_r'/f_r = 0,9$.

Se obține : $C_0 = \frac{1}{2\pi R f_r \sqrt{1 - \left(\frac{f_r'}{f_r}\right)^2}} = 730$ pF ; $L_0 = \frac{1}{\omega_r^2 C_0} = 138,8\ \mu$H.

2.14. Frecvența de rezonanță este $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_C^2}}} = 0,99$ MHz, iar factorul de calitate $Q = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C} = 8,33$. Tensiunea la bornele condensatorului pe frecvența de rezonanță este : $U_C = QE\sqrt{1 + \frac{1}{Q_C^2}} = 8,37$ V.

2.15. Pentru $R_m = \infty$ se obține $f_r = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} = 1{,}59$ MHz, $Q = 125$, iar $U_C = QE =$ $= 250$ V. Pentru $R_m = 10$ kΩ, $Q_C = \omega_r' C_0 R \cong \omega_r C_0 R = 10$, noua frecvență de rezonanță $f_r' = f_r \dfrac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{1}{Q_C^2}}} \cong f_r$, factorul de calitate echivalent $Q_e = \dfrac{QQ_C}{Q + Q_C} = 9{,}26$, iar $U_C =$ $= Q_eE\sqrt{1 + \dfrac{1}{Q_C^2}} = 18{,}6$ V.

2.16. Se obține : $\dfrac{U_e}{E}$ $(f_r = 470$ kHz$) = \dfrac{R}{R + R_a} = 0{,}0287$, unde $R = \dfrac{\omega_r L}{Q} = 8{,}86$ Ω, iar $\dfrac{U_e}{E}$ $(f = 550$ kHz$) = \dfrac{Z}{|\underline{Z} + R_a|} = \dfrac{R\sqrt{1 + x^2}}{\sqrt{(R + R_a)^2 + R^2x^2}} = 0{,}67$, unde $x = \left(\dfrac{f}{f_r} - \dfrac{f_r}{f}\right) Q =$ $= 31{,}57$. Raportul căutat este 0,0427.

2.17. Se obține $Q = 78{,}54$, $C_0 = 50{,}66$ pF ; $U_C = QE = 78{,}54$. În prezența capacității C_V circuitul se dezacordează : $x = \dfrac{C_V}{C_0} Q = 7{,}75$, iar $U_C' = \dfrac{QE}{\sqrt{1 + x^2}} = 10{,}05$ V. Dacă $R = 100$ kΩ, $Q_C = \omega_r C_0 R = 63{,}66$ iar factorul de calitate echivalent $Q_e = \dfrac{QQ_C}{Q + Q_C} = 35{,}17$. Rezultă $U_C'' = Q_eE\sqrt{1 + \dfrac{1}{Q_C^2}} \cong Q_eE = 35{,}17$ V. (Modificarea frecvenței de rezonanță datorită rezistenței R este neesențială deoarece $Q_C > 10$, după cum se vede din problema 2.15.)

2.18. $L_1 = 264$ μH, $C_1 = 88$ pF sau $L_2 = 286$ μH, $C_2 = 107$ pF.

Circuitul acordat derivație

2.19. $C_0 = \dfrac{1}{2\pi B_{3\,dB} R} = 318$ pF ; $L_0 = \dfrac{1}{\omega_r^2 C_0} = 79{,}7$ μH.

2.20. Reprezentăm circuitul ca în figură. Pentru rezistența echivalentă de pierderi se poate scrie : $\dfrac{1}{R} = \dfrac{1}{R_L} + \dfrac{1}{R_C}$, de unde $\dfrac{\omega_r L_0}{R} = \dfrac{\omega_r L_0}{R_L} + \dfrac{\omega_r L_0}{R_C}$ sau $\dfrac{1}{Q} = \dfrac{1}{Q_L} + \dfrac{1}{Q_C}$ deoarece $\dfrac{\omega_r L_0}{R_C} =$ $= \dfrac{1}{\omega_r C_0 R_C} = \dfrac{1}{Q_C}$.

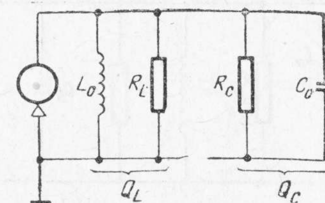


Fig. 2.20R

2.21. Trebuie realizat $Q = f_r/B_{3\,dB} = 50$. Rezistența R conectată în paralel cu circuitul trebuie să asigure numai ea un factor de calitate echivalent Q_R (vezi problema 2.20), astfel ca $\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_R}$. Rezultă $Q_R = 100$ și $R = \omega_r L_0 Q_R = 36{,}9$ kΩ.

2.22. Tensiunea la bornele circuitului pe frecvența de rezonanță $U = I_0 R = 6{,}4$ V. Cu frecvența generatorului modificată: $x = \frac{2(f - f_r)}{f_r} Q = 2R \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \cdot \frac{f - f_r}{f_r} = 8{,}096$ noua tensiune este $U' = \frac{I_0 R}{\sqrt{1 + x^2}} = 0{,}785$ V. Rezultă atenuarea $20 \log \frac{U}{U'} = 18{,}23$ dB.

2.23. În primul caz $U = I_0 \frac{Q}{\omega_r C_0} = 3{,}18$ V. Dacă $C_v = 5$ pF circuitul se dezacordează: $x = \frac{C_v}{C_0} Q = 10$, iar noua tensiune este $U' = \frac{U}{\sqrt{1 + x^2}} = 0{,}316$ V.

2.24. $C_p = \frac{C_1 - a^2 C_2}{a^2 - 1} = 10$ pF.

2.25. Transformînd reactorul disipativ serie (L_s, r_s) în reactorul disipativ (L_0, R), la frecvența de rezonanță $L_0 = L_s\left(1 + \frac{1}{Q_L^2}\right)$. Frecvența de rezonanță este $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_0}}$ pentru $Q_L > 10$, deoarece reactorul disipativ serie (L_s, r_s) și cel derivație (L_0, R) au același factor de calitate $Q = Q_L$. Impedanța la rezonanță este $Z = R = r_s(1 + Q_L^2) \cong r_s Q_L^2 = \frac{\omega_r^2 L_s^2}{r_s} = \frac{L_s}{C_0 r_s}$;

2.26. $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_L^2}}}$; $Z = r_s(1 + Q_L^2)$.

2.27. $\underline{Z} = r_L$.

2.28. $B_{6\,dB} = \sqrt{3}\,\frac{f_r}{Q}$;

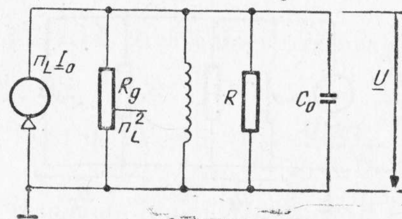


Fig. 2.30R

Circuitul acordat derivație cu prize

2.30. Din schema echivalentă (fig. 2.30R) se determină pe frecvența de rezonanță tensiunea la bornele circuitului: $U = n_L I_0 \frac{1}{\frac{n_L^2}{R_g} + \frac{\omega_r C_0}{Q_0}}$, avînd valoarea maximă pentru

$n_{L0} = \sqrt{\dfrac{\omega_r C_0 R_g}{Q_0}} = 0{,}355$. Valoarea maximă a tensiunii este $U_0 = \dfrac{I_0 R_g}{2 n_{L0}} = \dfrac{I_0}{2}\sqrt{\dfrac{R_g Q_0}{\omega_r C}} = 1{,}41$ V.

Factorul de calitate al circuitului este $Q = Q_0/2 = 50$ şi deci $B_{3\,\mathrm{dB}} = \dfrac{f_r}{Q} = 20$ kHz.

2.31. Dacă n_{L0} este coeficientul de priză optim (problema 2.30), atunci ; $Q = \dfrac{Q_0}{1 + \left(\dfrac{n_L}{n_{L0}}\right)^2}$;

$U = n_L I_0 \dfrac{Q}{\omega_r C_0}$. Pentru $n_L = 0{,}7$: $Q = 20{,}46$; $B_{3\,\mathrm{dB}} = 48{,}88$ kHz ; $U = 1{,}14$ V. Pentru $n_L = 1$: $Q = 11{,}19$: $B_{3\,\mathrm{dB}} = 89{,}37$ kHz, $U = 0{,}89$ V.

2.32. Factorul de calitate Q în sarcină rezultă din relaţiile $\dfrac{1}{Q} = \dfrac{1}{Q_0} + \dfrac{n_C^2(C_1 + C_2)}{\omega_r C_1 C_2 R_S}$ şi $n_C = \dfrac{C_2}{C_1 + C_2} = 0{,}5$; $Q = 33{,}45$; $B_{3\,\mathrm{dB}} = 298{,}95$ kHz. Tensiunea la bornele circuitului este $U = n_C I_0 \dfrac{Q(C_1 + C_2)}{\omega_r C_1 C_2} = 0{,}532$ V.

2.33. Se obţine : $n_{C0} = \sqrt{\dfrac{R_g}{R}} = 0{,}5$, deci $C_1 = C_2$. Rezultă $U = n_{C0} I_0 \dfrac{R}{2} = 1{,}6$ V. Notînd $Q_0 = \dfrac{R}{\omega_r L_0} = 101{,}9$ se obţine $Q = \dfrac{Q_0}{2} = 50{,}9$ şi $B_{3\,\mathrm{dB}} = \dfrac{f_r}{Q} = 9{,}82$ kHz ; $B_{6\,\mathrm{dB}} = \sqrt{3}\dfrac{f_r}{Q} = 17$ kHz ; $C_1 = C_2 = 2{,}026$ nF.

2.34. Se obţin : $n_C = \dfrac{C_2}{C_1 + C_2} = 0{,}5$; $n_L = \dfrac{n_1}{n_1 + n_2} = 0{,}5$; $\dfrac{1}{Q} = \dfrac{1}{Q} + \dfrac{(C_1 + C_2)n_C^2}{\omega_r C_1 C_2 R_s} + \dfrac{(C_1 + C_2)n_L^2}{\omega_r C_1 C_2 R_g}$ deci $Q = 38{,}59$. Tensiunea pe frecvenţa de rezonanţă este $U_{S0} = n_L n_C \cdot \dfrac{E}{R_g} \cdot \dfrac{Q(C_1 + C_2)}{\omega_r C_1 C_2} = 0{,}307$ V. Dacă generatorul are frecvenţa de 490 kHz, rezultă $x = \dfrac{2(f_g - f_r)}{f_r} Q = 1{,}54$ şi tensiunea $U_S = \dfrac{U_{S0}}{\sqrt{1 + x^2}} = 0{,}167$ V.

2.35. $n_L = \dfrac{n_1}{n_1 + n_2} = \sqrt{\dfrac{R_g}{R_e}}$; $\dfrac{1}{R_e} = \dfrac{n_C^2}{R_S} = \dfrac{\omega_r C_1}{2Q}$; $R_e = 17{,}73$ kΩ ; $n_L = 0{,}75$; $n_1 = 150$ spire ; $n_2 = 50$ spire.

2.36. Din relația $\dfrac{1}{Q} = \dfrac{1}{Q_0} + \dfrac{n_L}{\omega_r C_a R_g} + \dfrac{n_C}{\omega_r C_a R_S}$ rezultă condiția : $\dfrac{n_L^2}{R_g} + \dfrac{n_C^2}{R_S} = \omega_r C_a \left(\dfrac{1}{Q} - \dfrac{1}{Q_0}\right) = 8{,}8 \cdot 10^{-5}$, unde s-a avut în vedere $Q = \dfrac{f_r}{B_{3\,dB}} = 30$.

Tensiunea pe sarcină este $U_S = n_S n_L I_0 \dfrac{Q}{\omega_r C_a}$ avînd valoarea maximă odată cu produsul $n_S n_L$ sau, ceea ce este același lucru, odată cu produsul $\dfrac{n_L^2}{R_g} \cdot \dfrac{n_C^2}{R_S}$. Deoarece produsul a două cantități este maxim, suma fiind impusă, atunci cînd cele două cantități sînt egale, rezultă condiția : $\dfrac{n_L^2}{R_g} = \dfrac{n_C^2}{R_S}$. Se determină $n_L = 0{,}47$; $n_C = 0{,}16$; $C_1 = \dfrac{C_a}{n_C} = 6{,}25$ nF ; $C_2 = C_1 \dfrac{n_C}{1 - n_C} = 1{,}19$ nF ; $U_S = 59{,}8$ mV.

2.37. $Q = \dfrac{f_r}{B_{3\,dB}} = 40$; $L = \dfrac{2QR_S}{\omega_r} = 636{,}6$ μH ; $n_C = \sqrt{\dfrac{R_g}{2\omega_r L Q}} = 0{,}177$; $C_a = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \dfrac{1}{\omega_r^2 L} = 39{,}76$ pF ; $C_1 = \dfrac{C_a}{n_C} = 224{,}66$ pF ; $C_2 = C_1 \dfrac{n_L}{1 - n_C} = 48{,}32$ pF ; $P_S = \dfrac{E^2}{4R_g} = 25$ mW.

Circuite cuplate

2.38. $k_a = \dfrac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$; $k_b = \dfrac{L_C'}{\sqrt{(L_1' + L_C')(L_2' + L_C')}}$; $k_c = \dfrac{\sqrt{L_1'' L_2''}}{\sqrt{(L_1'' + L_C'')(L_2'' + L_C'')}}$; $k_d =$

$$= \frac{\sqrt{C_1' C_2'}}{\sqrt{(C_1' + C_C')(C_2' + C_C')}} ; \; k_e = \frac{C_C''}{\sqrt{(C_1'' + C_C'')(C_2'' + C_C'')}}.$$

2.39. Cuadripol în T : $L_C' = M = 10$ μH ; $L_1' = L_1 - M = 490$ μH ; $L_2' = L_1'$. Cuadripol în π : $L_1'' = L_1 + M = 510$ μH ; $L_2'' = L_1''$; $L_C'' = \dfrac{L_1 - M}{M} L_1'' = 24{,}5$ mH.

2.40. Deoarece $g^2 = k^2 Q_1 Q_2 = \dfrac{X_C^2}{|X_{10}\, X_{20}|} : \dfrac{|X_{10}|}{R_1} : \dfrac{|X_{20}|}{R_2} = \dfrac{X_C^2}{R_1 R_2}$, X_{10} și X_{20} fiind reactanțele de un tip, la frecvența de acord din primar, respectiv din secundar, rezultă;

$$\underline{Z}_{1r} = \frac{-\underline{Z}_C^2}{\underline{Z}_2} = \frac{X_C^2}{R_2(1 + jx_2)} = \frac{g^2 R_1}{1 + jx_2};$$

2.41. $g = \sqrt{n - 1}$.

2.42. Din relația (38, *a*), pentru $x_2 = 0$; $R_1 = R_2$ rezultă $g = 1$ și $k = \dfrac{g}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = 0{,}01$. Defazajul este de $\pi/2$.

2.43. $X_{1r} = -\dfrac{x_2 R_1 g^2}{1 + x_2^2}$ (vezi problema 2.40) cu valoare maximă pentru $x_2 = \pm 1$. Din $x_2 = \dfrac{2(f_0 - f_{r2})}{f_{r2}} Q_2$, unde f_{r2} este frecvența de acord a secundarului, rezultă $f_{r2} = 1{,}01$ MHz sau $f_{r2} = 0{,}99$ MHz, iar $X_{1r} = \pm 20\ \Omega$.

2.44. $\underline{Z}_{1r} = \dfrac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2} = -j\omega \dfrac{M^2}{L_2} = jX_{1r}$. Rezultă pentru $M = 0$: $f_r = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = 1{,}02$ MHz, iar pentru $M = 25\ \mu$H: $f_r' = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{\left(L_1 - \dfrac{M^2}{L_2}\right) C_1}} = 1{,}158$ MHz.

2.45. Impedanța serie reflectată în primar este o rezistență $R_{1r} = \dfrac{\omega_r^2 M^2}{R_2} = 10\ \Omega$. Între bornele $1-1'$ impedanța la rezonanță este: $Z_0 = \dfrac{\omega_r^2 L_1^2}{R_L + R_C + R_1} = 3\ \text{k}\Omega$.

2.46. Din $\dfrac{U_2}{U_{2MM}} = \dfrac{2}{\sqrt{x^4 + 4}} = \dfrac{1}{2}$, rezultă $x = \pm\sqrt{2}$ sau $2(f - f_r) = B_{3dB} = \sqrt{2}\,\dfrac{f_r}{Q}$;

2.48. Pentru a realiza noul factor de calitate $Q_2' = 50$, trebuie ca: $Q_{2L} = \dfrac{R_2'}{\omega_r L_2} = 100$ deoarece $\dfrac{1}{Q_2'} = \dfrac{1}{Q_2} + \dfrac{1}{Q_{2L}}$. Rezultă $R_2' = 12{,}56\ \text{k}\Omega$. Înainte de egalizarea factorilor de calitate $g = 2{,}1$; $b = 2{,}5$ și $B_C = 71{,}15$ kHz. După egalizare: $g' = 1{,}5$; $b' = 2$; $B_C' = 63{,}1$ kHz.

2.49. $Q_1 = Q_2 = 50$; $b = 2$; $g = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}\sqrt{Q_1Q_2} = 5$; $x = \frac{2(f_g - f_r)}{f_r}\sqrt{Q_1Q_2} =$
$= \pm\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}$; $f_g - f_r = \pm\, 9{,}8$ kHz.

2.50. Pentru $\eta = 3$ dB trebuie $g = 2{,}41$. Deoarece $k = \frac{C_C}{C_1 + C_C} \ll 1$ rezultă $C_c \ll C_1$ și $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = 355{,}88$ kHz. În continuare $Q_1 = Q_2 = \frac{\omega_r L_1}{R_1} = 44{,}72$, iar $k = \frac{g}{\sqrt{Q_1Q_2}} =$ $= 0{,}054$, ceea ce verifică ipoteza $k \ll 1$. Rezultă $C_C = \frac{k}{1-k}C_1 = 28{,}54$ pF și $B_C =$ $= 3{,}1\, f_r/Q = 24{,}67$ kHz ($Q = Q_1 = Q_2$).

2.51. $g = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}\sqrt{Q_1Q_2} = 3$; $\underline{U}_{2MM} = \mathrm{j}\frac{I_0}{2}\sqrt{R_1R_2} = \mathrm{j}\frac{I_0}{2}\omega_r\sqrt{L_1L_2}\sqrt{Q_1Q_2} = \mathrm{j}\,1{,}26$ V; $\underline{U}_2 = \underline{U}_{2MM}\frac{2g}{1+g^2} = \mathrm{j}\,0{,}756$ V ; $\underline{U}_1 = \underline{U}_2\frac{1}{\mathrm{j}g}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = 0{,}252$ V. Se obține $|\underline{U}_1 - \underline{U}_2| =$ $= \sqrt{U_1^2 + U_2^2} = 0{,}8$ V.

2.52. $Q = 3{,}1\frac{f_r}{B_C} = 50$; $g = 2{,}41$; $k = \frac{C_C}{C_1 + C_C} = \frac{g}{Q} = 0{,}0482$, deci $C_C = \frac{k}{1-k}C_1 =$ $= 50{,}74$ pF. În continuare se obține $L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega_r^2(C_1 + C_C)} = 96{,}5$ μH, iar $I_0 =$
$= \frac{U_2}{\omega_r L_1 Q} : \frac{1+g^2}{g} = 0{,}186$ mA.

2.53. $Q = \sqrt{2}\frac{f_r}{B_{3dB}} = 50{,}1$; $k = \frac{C_1}{C_1 + C_C} = \frac{g}{Q} = 0{,}02$, deci $C_C \gg C_1$ și se poate scrie $C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = 253{,}3$ pF, apoi $C_C = \frac{1-k}{k}C_1 = 12{,}4$ nF și $R_1 = R_2 = \omega_r L_1 Q = 32{,}04$ kΩ.

2.54. $Q_1 = \frac{R_1}{\omega_r L_1} = 79{,}6$; $Q_2 = \frac{R_2}{\omega_r L_2} = 159{,}2$; $k = \frac{C_1}{C_1 + C_C} = \frac{g}{\sqrt{Q_1Q_2}} = 0{,}0178$ deci $C_C \gg C_1$ și se poate aproxima $C_1 = C_2 = \frac{1}{\omega_r^2 L_1} = 1{,}27$ nF, iar $C_C = \frac{1-k}{k}C_1 = 69{,}9$ nF. Frecvențele se deduc din $x = \frac{2(f - f_r)}{f_r}\sqrt{Q_1Q_2} = \pm\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}$, unde $b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1} = 2{,}5$ deci $f - f_r = \pm\, 1{,}09$ kHz. Amplitudinile sînt egale cu $U_2 = U_{2MM}A(x\,;\, b\,;\, g) = 2{,}97$ V.

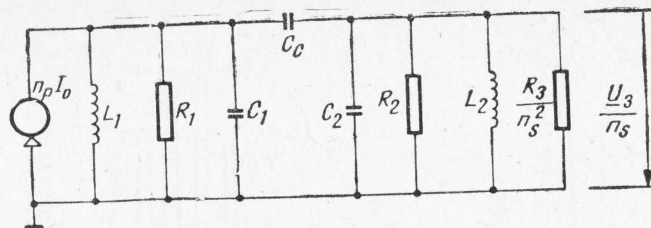


Fig. 2.55R

2.55. Se remarcă din schema echivalentă (fig. 2.55R) $Q_1 = Q_2 = \frac{R_1}{\omega_r L_1} = \sqrt{2}\frac{f_r}{B_{3\,dB}} = 50$; $k = \frac{g}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = 0{,}02$; $C_C = \frac{k}{1-k} C_1 = 2{,}04$ pF $\ll C_1$, deci $L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega_r^2 C_1} = 62{,}5$ μH, iar $R_1 = 39{,}27$ kΩ. Tensiunea la bornele rezistenței R_3 este $U_3 = n_s U_{2MM} = n_s \frac{I_0}{2} R_1 = 15{,}62$ V.

3. SEMNALE MODULATE

Semnale modulate în amplitudine

3.1. Conform expresiei semnalului $u_{MA}(t)$, în figurile 3.1R, *a* și *b* este prezentată forma semnalului pentru $m = 0,5$, respectiv $m = 1,5$. Datorită modului de producere, în realitate pentru $m = 1,5$ are loc supramodularea, iar forma de undă obținută este cea din figura 3.1R, *c*.

3.2. Se obține descompunerea

$$u_{MA}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{k=1}^{n} \frac{m_k U_0}{2} \cos[(\omega_0 + \omega_k)t + \varphi_0] + \sum_{k=1}^{n} \frac{m_k U_0}{2} \cos[(\omega_0 - \omega_k)t + \varphi_0].$$

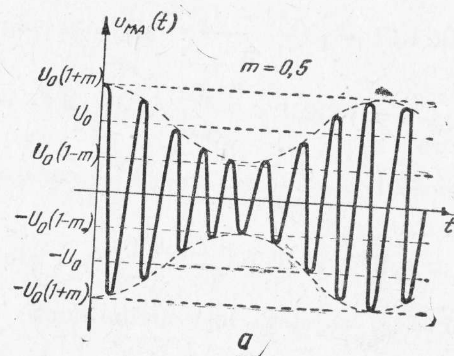
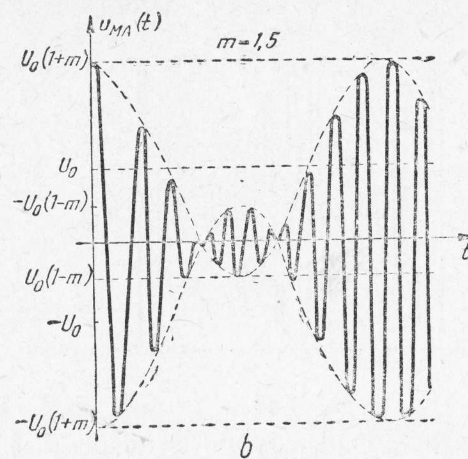


Fig. 3.1R



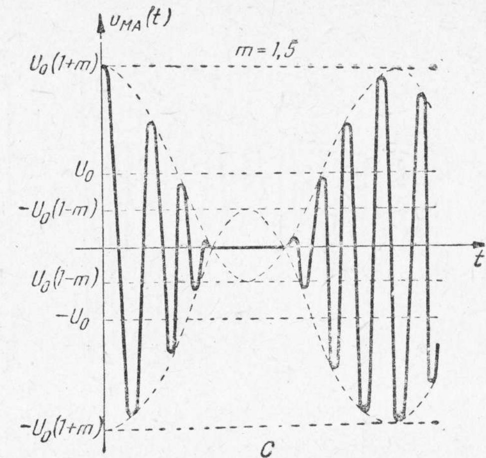


Fig. 3.1R

Lărgimea benzii de frecvențe este $B = 2 f_m$, iar puterea

$$P = \frac{U_0^2}{2}\left(1 + \sum_{k=1} \frac{m_k^2}{2}\right).$$

3.3. Se scrie mai întîi $f(t) = \sqrt{2}\cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{4}\right)$, de unde rezultă $m = \sqrt{2}\,k = 0{,}707$

Descompunerea în componente spectrale conduce la expresia

$$u_{MA}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + U_0 \frac{\sqrt{2}}{4} \cos\left[(\omega_0 + \omega_m)\, t - \frac{\pi}{4}\right] + U_0 \frac{\sqrt{2}}{4} \cos\left[(\omega_0 - \omega_m) t + \frac{\pi}{4}\right].$$

Puterea disipată este

$$P = \frac{U_0^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = \frac{5}{8}\, U_0^2.$$

3.4. Notăm $y = u_{MA}(t)$, $x = f(t)$ și remarcăm că $x \in [-U_m, U_m]$, iar $y = U_0\left(1 + \frac{m}{U_m} x\right) \cos \omega_0 t$. Anvelopa superioară pentru y se obține pentru $\cos \omega_0 t = 1$: $y_+ = U_0\left(1 + \frac{m}{U_m} x\right)$, iar anvelopa inferioară – pentru $\cos \omega_0 t = -1$: $y_- = -U_0\left(1 + \frac{m}{U_m} x\right)$. Intr

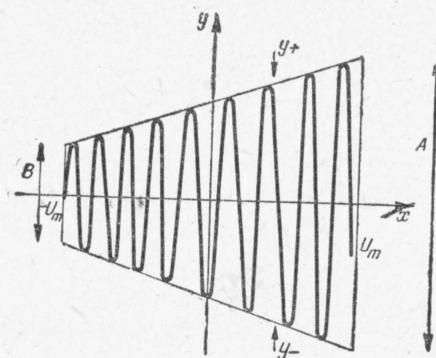


Fig. 3.4R

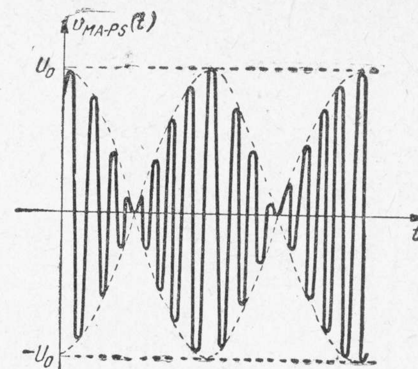


Fig. 3.6R

aceste anvelope care sînt segmente de dreaptă (vezi figura 3.4R), spotul se deplasează rapid datorită factorului cos $\omega_0 t$. Se obține :

$$\text{pentru } x = U_m: \quad A = 2U_0(1 + m);$$
$$\text{pentru } x = -U_m: B = 2U_0(1 - m),$$

din care se deduce relația cerută.

3.5. $u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0 m_1}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t] +$

$$+ \frac{U_0 m_1 m_2}{4} \cos [(\omega_0 + \omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_0 - \omega_1 - \omega_2)t] +$$

$$+ \frac{U_0 m_1 m_2}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_0 - \omega_1 + \omega_2)t].$$

3.6. Forma semnalului $u_{MA-PS}(t) = U_0 \cos \omega_m t \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$ este reprezentată în figura 3.6R. Descompunerea în componente spectrale conduce la

$$u_{MA-PS}(t) = \frac{U_0}{2} \cos [(\omega_0 + \omega_m)t + \varphi_0] + \frac{U_0}{2} \cos [(\omega_0 - \omega_m)t + \varphi_0].$$

3.7. Înaintea filtrului trece-jos semnalul este

$$u_p(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_S) u_{MA-PS}(t) = \frac{U_0}{2} \cos \omega_m t \cos(\varphi_0 - \varphi_S) + \frac{U_0}{2} \cos \omega_m t \cos (2\omega_0 t + \varphi_0 \mp \varphi_S).$$

După filtrul trece-jos rămîne $u_f(t) = \frac{U_0}{2} \cos (\varphi_0 - \varphi_S) \cos \omega_m t$. Valoarea optimă a fazei este $\varphi_S = \varphi_0$.

3.8. $u_{MA-BLU}(t) = U_0 m_1 \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0] + U_0 m_2 \cos[(\omega_0 + \omega_2)t + \varphi_0]$.

3.9. Înaintea filtrului trece-jos semnalul este

$$u_p(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_s)u_{MA-BLU}(t) = \frac{U_0 m_1}{2}\cos[(2\,\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_s] +$$

$$+ \frac{U_0 m_1}{2}\cos(\omega_1 t + \varphi_0 - \varphi_s) + \frac{U_0 m_2}{2}\cos[(2\,\omega_0 + \omega_2)t + \varphi_0 + \varphi_s] +$$

$$+ \frac{U_0 m_2}{2}\cos(\omega_2 t + \varphi_0 - \varphi_s).$$

După filtrare rezultă

$$u_f(t) = \frac{U_0 m_1}{2}\cos(\omega_1 t + \varphi_0 - \varphi_s) + \frac{U_0 m_2}{2}\cos(\omega_2 t + \varphi_0 - \varphi_s).$$

Este de preferat $\varphi_s = \varphi_0$, dar în transmisiunile audio nu are importanță defazajul, care nu este sesizat de ureche.

3.10. Descompunerea în componente este:

$$u(t) = U_0\sqrt{2}\cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{U_0 m_1}{2}\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \frac{U_0 m_1}{2}\cos(\omega_0 - \omega_1)t +$$

$$+ \frac{U_0 m_2}{2}\sin(\omega_0 + \omega_2)t + \frac{U_0 m_2}{2}\sin(\omega_0 - \omega_2)t.$$

Puterea este $P = \frac{U_0^2}{2}\left(2 + \frac{m_1^2}{2} + \frac{m_2^2}{2}\right)$.

3.11. Înaintea filtrelor trece-jos semnalele sînt

$$u_1(t) = u(t)\cos\omega_0 t = \frac{U_0}{2}(1 + m_1\cos\omega_1 t)(1 + \cos 2\,\omega_0 t) + \frac{U_0}{2}(1 + m_2\cos\omega_2 t)\sin 2\,\omega_0 t;$$

$$u_2(t) = u(t)\sin\omega_0 t = \frac{U_0}{2}(1 + m_1\cos\omega_1 t)\sin 2\,\omega_0 t + \frac{U_0}{2}(1 + m_2\cos\omega_2 t)(1 + \cos 2\,\omega_0 t).$$

După filtrele trece-jos se obțin semnalele

$$u_{1f}(t) = \frac{U_0}{2}(1 + m_1\cos\omega_1 t);\quad u_{2f}(t) = \frac{U_0}{2}(1 + m_2\cos\omega_2 t).$$

Condensatorul eliminînd componenta continuă, rezultă

$$u_{1e}(t) = \frac{U_0}{2}m_1\cos\omega_1 t,\quad u_{2e}(t) = \frac{U_0}{2}m_2\cos\omega_2 t.$$

3.12. Descompunerea în componente spectrale este:

$$u(t) = m_1\cos\omega_1 t - m_2\cos\omega_2 t + 2\cos\omega_0 t + \frac{m_1}{2}\cos(\omega_0 + \omega_1)t +$$

$$+ \frac{m_1}{2}\cos(\omega_0 - \omega_1)t + \frac{m_2}{2}\cos(\omega_0 + \omega_2)t + \frac{m_2}{2}\cos(\omega_0 - \omega_2)t.$$

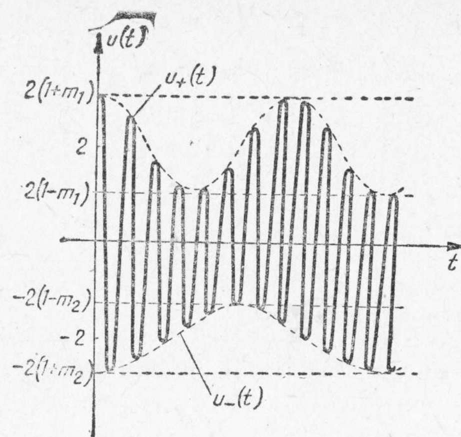


Fig. 3.12R

Pentru descrierea varieţiei în timp se determină anvelopa superioară punînd $\cos\omega_0 t = 1$: $u_+(t) = 2u_1(t) = 2(1 + m_1\cos\omega_1 t)$, respectiv anvelopa inferioară pentru $\cos\omega_0 t = -1$: $u_-(t) = -2u_2(t) = -2(1 + m_2\cos\omega_2 t)$.

Între cele două anvelope are loc variaţia datorită funcţiei $\cos\omega_0 t$.

Cele două informaţii cuprinse în legile de variaţie a anvelopelor se extrag cu două detectoare de anvelopă avînd diodele orientate diferit.

Semnale modulate în fază

3.13. Se poate proceda direct:

$$u_{MP}(t) = U_0\cos(\omega_0 t + \Delta\varphi\cos\omega_m t) =$$

$$= U_0\cos\omega_0 t\cos(\Delta\varphi\cos\omega_m t) - U_0\sin\omega_0 t\sin(\Delta\varphi\cos\omega_m t) \cong$$

$$\cong U_0\cos\omega_0 t - U_0\sin\omega_0 t\cdot\Delta\varphi\cos\omega_m t = U_0\cos\omega_0 t - \frac{U_0\Delta\varphi}{2}\sin(\omega_0+\omega_m)t - \frac{U_0\Delta\varphi}{2}\sin(\omega_0-\omega_m)t,$$

unde s-a ţinut seama că pentru $|x| < 0{,}4$ se poate scrie:

$$\sin x \cong x;\ \cos x \cong 1.$$

Altfel se utilizează relaţiile (15), (17) şi (19):

$$u_{MP}(t) \cong U_0 J_0(\Delta\varphi)\cos\omega_0 t + U_0 J_1(\Delta\varphi)\cos\left[(\omega_0+\omega_m)t + \frac{\pi}{2}\right] + U_0 J_{-1}(\Delta\varphi)\cos\left[(\omega_0-\omega_m)t - \frac{\pi}{2}\right] \cong$$

$$\cong U_0\cos\omega_0 t - \frac{U_0\Delta\varphi}{2}\sin(\omega_0+\omega_m)t - \frac{U_0\Delta\varphi}{2}\sin(\omega_0-\omega_m)t;$$

Lărgimea de bandă ocupată de semnal este $B = 2f_m$.

3.14. Din diagrama fazorială reprezentată în figură rezultă

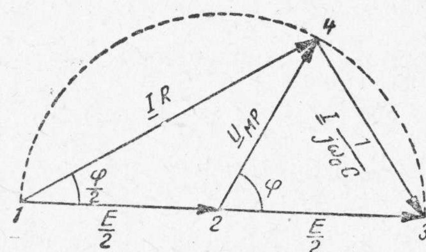


Fig. 3.14R

$$\underline{U}_{MP} = \frac{E}{2}\underline{|\varphi};\ \varphi = 2\,\mathrm{arctg}\frac{1}{\omega_0 CR},\ \text{deci}$$

$$u_{MP}(t) = \frac{E}{2}\cos\left(\omega_0 t + 2\,\mathrm{arctg}\frac{1}{\omega_0 CR}\right);$$

Variaţia de fază este:

$$\Delta\varphi = 2\,\mathrm{arctg}\frac{1}{\omega_0(C_0-\Delta C)R} - 2\,\mathrm{arctg}\frac{1}{\omega_0(C_0+\Delta C)R};$$

3.15. Din tabelul 1 rezultă $J_3(1) > 0{,}01$, iar $J_4(1) < 0{,}001$; deci componentele care depăşesc 1 % din valoarea purtătoarei ne-

modulate sînt pe frecvenţele $\omega_0 + K\omega_m$, unde $K = \{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$. Lărgimea de bandă este deci $B = 6 f_m$. Conform relaţiei aproximative, $B \cong 2(1 + \Delta\varphi + \sqrt{\Delta\varphi}) f_m = 6 f_m$.

3.16. Frecvenţa purtătoare $f_0 = 3^4 \cdot 0{,}9 = 72{,}9$ MHz, iar deviaţia de fază $\Delta\varphi = 3^4 \cdot 1 = 81$ radiani.

3.17. Se echivalează $\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\varphi$. Rezultă $\Delta f_4 = \Delta\varphi_4 f_{mM} = 47{,}12$ kHz,

Semnale modulate în frecvenţă

3.18. Indicele de modulaţie în frecvenţă al transmisiunii este $\beta_i = \frac{\Delta f_M}{f_{mM}} = \frac{50}{15} = 3{,}33$. Lărgimea de bandă rezultă: $B = 2(1 + \beta_i + \sqrt{\beta_i}) f_{mM} = 184{,}8$ kHz.

3.19. Din echivalenţa $\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\varphi$ rezultă $\Delta\varphi_M = \frac{\Delta f_M}{f_{mm}} = 1\,000$ radiani.

3.20. Se determină $\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = 2$, iar apoi din tabelul 1 — amplitudinile componentelor în volţi pe frecvenţele din paranteză: 0,2239 (f_0); 0,5767 ($f_0 \pm f_m$); 0,3528 ($f_0 \pm 2f_m$); 0,1289 ($f_0 \pm 3f_m$); 0,034 ($f_0 \pm 4f_m$). Lărgimea de bandă $B = 8 f_m$. Cu relaţia aproximativă, $B = 2(1 + \beta + \sqrt{\beta}) f_m = 8{,}83 f_m$.

3.21. Reprezentarea este dată în figură împreună cu partea variabilă a frecvenţei instantanee.

3.22. Avînd în vedere că β este mic şi neglijînd termenii care conţin produsul $m\beta$, se obţine:

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0}{2}(m + \beta)\cos(\omega_0 + \omega_m)t +$$

$$+ \frac{U_0}{2}(m - \beta)\cos(\omega_0 - \omega_m)t.$$

Dacă $m = \beta$ rămîne o singură componentă laterală.

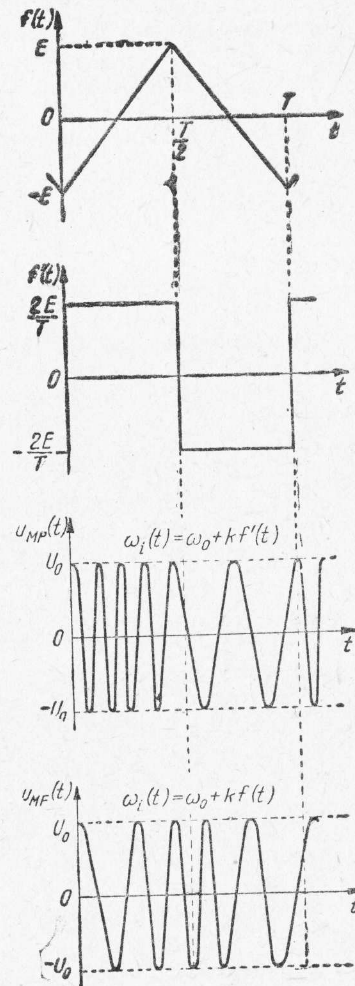


Fig. 3.21R

3.23. Se poate scrie succesiv:

$$u_{MF}(t) = U_0 \cos \omega_0 t \cos(\beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t) - U_0 \sin \omega_0 t \sin(\beta_1 \sin \omega_1 t +$$
$$+ \beta_2 \sin \omega_2 t) \cong U_0 \cos \omega_0 t - U_0 (\beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t) \sin \omega_0 t = U_0 \cos \omega_0 t +$$
$$+ U_0 \frac{\beta_1}{2} \cos(\omega_0 + \omega_1)t - U_0 \frac{\beta_1}{2} \cos(\omega_0 - \omega_1)t + U_0 \frac{\beta_2}{2} \cos(\omega_0 + \omega_2)t - U_0 \frac{\beta_2}{2} \cos(\omega_0 - \omega_2)t,$$

unde s-a ținut seama că pentru $|x| \ll 1 : \cos x \cong 1$ și $\sin x \cong x$. Semnalul modulator este:

$$f(t) = \frac{1}{k} \cdot \frac{d}{dt} (\beta_1 \sin \omega_1 t + \beta_2 \sin \omega_2 t) = \frac{\beta_1 \omega_1}{k} \cos \omega_1 t + \frac{\beta_2 \omega_2}{k} \cos \omega_2 t.$$

3.24. Avînd în vedere că $\Delta\varphi$ este mic și neglijabil, termenii care conțin produsul $m\Delta\varphi$ rezultă:

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t + U_0 \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t - U_0 \frac{\Delta\varphi}{2} \sin(\omega_0 + \omega_m)t +$$
$$+ U_0 \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t - U_0 \frac{\Delta\varphi}{2} \sin(\omega_0 - \omega_m)t.$$

Grupînd termenii pe frecvențele $(\omega_0 + \omega_m)$ și $(\omega_0 + \omega_m)$ conform relației

$$m \cos \alpha - \Delta\varphi \sin \alpha = \sqrt{m^2 + \Delta\varphi^2} \cos\left(\alpha + \operatorname{arctg} \frac{\Delta\varphi}{m}\right),$$

se obține

$$u(t) = U\omega_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0}{2} \sqrt{m^2 + \Delta\varphi^2} \cos\left[(\omega_0 + \omega_m)t + \operatorname{arctg} \frac{\Delta\varphi}{m}\right] +$$
$$+ \frac{U_0}{2} \sqrt{m^2 + \Delta\varphi^2} \cos\left[(\omega_0 - \omega_m)t + \operatorname{arctg} \frac{\Delta\varphi}{m}\right].$$

3.25. Deviația de frecvență este $\Delta f = \beta_1 f_m = 4{,}81$ kHz. Noua frecvență modulatoare este $f'_m = \dfrac{\Delta f}{\beta_2} = 0{,}871$ kHz.

4. BAZELE TELEVIZIUNII

A. TELEVIZIUNEA ÎN ALB-NEGRU

Captarea imaginilor

4.1. Eroarea totală admisă pentru distanța obiectului față de obiectiv se numește profunzime de cîmp. Se admite o toleranță față de poziția obiectului față de obiectiv atît înaintea poziției corecte, cît și înapoia poziției corecte, pe niște distanțe pentru care un punct de pe obiect apare pe imagine ca un cerc, avînd un diametru mai mic decît ε, numit cerc de confuzie.

Se consideră un obiectiv format dintr-un sistem optic convergent cu distanța focală f și deschiderea utilă d_u, ca în figura 4.1R.

Punctele din planul P al obiectului au imaginile situate în planul P'.

Se ia un punct B_1 situat la o distanță $p - \Delta' p$. Imaginea se va forma în punctul B_1'. Razele care trec de la B_1 prin obiectiv determină în planul P' un cerc de diametru $M_1'N_1'$. Se admite un cerc cu diametrul maxim egal cu ε. Se poate scrie, dacă m este inversul grosismentului:

$$M_1N_1 = \frac{1}{m} M_1'N_1' = \frac{1}{m} \varepsilon = \varepsilon \frac{p}{p'},$$

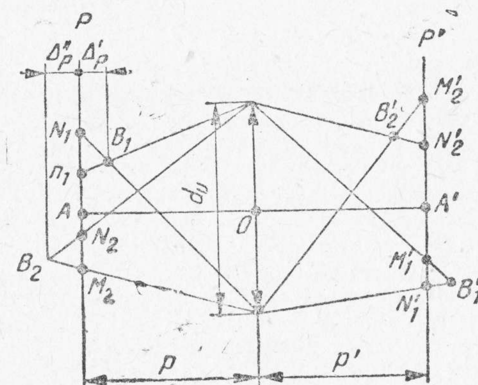


Fig. 4.1R

respectiv

$$\frac{M_1N_1}{d_u} = \frac{\varepsilon \frac{p}{p'}}{d_u} = \frac{\Delta'_p}{p - \Delta'_p}.$$

De aici rezultă că

$$\Delta' p = \frac{\varepsilon \frac{p^2}{p'}}{d_u + \varepsilon \frac{p}{p'}}.$$

Din formula lentilelor (1) se poate deduce

$$\frac{p}{p'} = \frac{p - f}{f}$$

şi înlocuind se găseşte

$$\Delta' p = \frac{\varepsilon \frac{p - f}{f} p}{d_u + \varepsilon \frac{p - f}{f}}.$$

Ţinînd seama că $d_r = \frac{d_u}{f}$ (rel. 3), rezultă:

$$\Delta' p = \frac{p(p - f)}{\frac{f^2}{n\varepsilon} + (p - f)}.$$

Acelaşi lucru se poate face şi pentru imaginea creată de punctul B_2 pentru a găsi profunzimea de cîmp înaintea obiectului. Se găseşte:

$$\Delta'' p = \frac{p(p - f)}{\frac{f^2}{n\varepsilon} - (p - f)}.$$

Profunzimea totală se obţine însumînd cele două profunzimi:

$$\Delta p = \Delta' p + \Delta'' p = \frac{2p(p - f)\frac{f^2}{n\varepsilon}}{\frac{f^2}{(n\varepsilon)^2} - (p - f)^2}.$$

De aici se vede că pentru o distanță p dată și pentru un obiectiv cu f dat, la un cerc de confuzie ε impus, profunzimea de cîmp este cu atît mai mare cu cît deschiderea relativă este mai mică (n mai mare), adică diafragma este mai închisă.

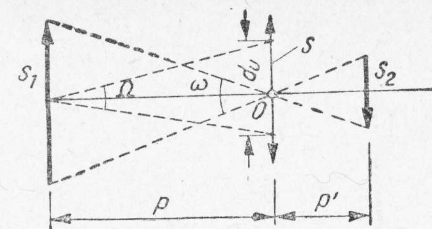


Fig. 4.2R

4.2. Se consideră un obiectiv cu deschiderea utilă d_u ca în figura 4.2R, determinată de o diafragmă de suprafață S.

Suprafața S_1 a obiectului emite spre obiectiv o intensitate luminoasă I care depinde de luminanța B a suprafeței obiectului :

$$I = BS_1.$$

Suprafața utilă a obiectivului S primește un flux luminos Φ care depinde de I și de unghiul solid total Ω sub care se vede suprafața S :

$$\Phi = I\Omega.$$

Iluminarea E a acestei suprafețe S va fi :

$$E = \frac{\Phi}{S} = \frac{I\Omega}{S} = \frac{BS_1}{S} \cdot \frac{S}{p^2} = B\frac{S_1}{p^2} = B\omega,$$

în care ω este unghiul solid sub care se vede din O suprafața S_1.

Fluxul luminos φ care străbate obiectivul va depinde de transparența acestuia T :

$$\varphi = T\Phi = TES = TB\omega S.$$

Iluminarea E_T a suprafeței S_2, de pe ținta situată la distanța p' de obiectiv, va fi :

$$E_T = \frac{\varphi}{S_2} = BST\frac{\omega}{S_2}$$

și deoarece

$$S_2 = \omega p'^2 \cong \omega \cdot f^2$$

iar

$$S = \frac{\pi}{4}d_u^2,$$

rezultă

$$E_T = TB\frac{\pi}{4}\left(\frac{d_u}{f}\right)^2 = TB\frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{n^2}.$$

Suprafața S_1 a obiectului are o radiantă care depinde de coeficientul de reflexie al suprafeței, ρ :

$$R = \rho E;$$

aceasta este legată de fluxul luminos care este primit de suprafața S_1 de la sursele de lumină Φ_i și de luminanță prin relația

$$R = \rho E = \frac{\Phi_i}{S_1}.$$

Dar

$$B = \frac{\Phi_i}{\pi S_1} = \frac{R}{\pi}.$$

Deci

$$B = \frac{\rho E_{ob}}{\pi}.$$

Înlocuind în expresia dedusă pentru E_T, se găsește

$$E_T = \rho T E_{ob} \frac{1}{4n^2}.$$

În mod obișnuit se folosește expresia

$$E_T = \frac{\rho E_{ob}}{5\, n^2}$$

dedusă pentru o transparență $T = 0{,}8$.

Pentru o iluminare, acceptabilă, a țintei de circa 4 lx se folosește expresia de mai jos pentru determinarea iluminării obiectului în funcție de obiectiv și de ρ:

$$E_{ob} = \frac{20\, n^2}{\rho}.$$

4.3. Dimensiunile țintei unui vidicon de 1″ sînt de 9,6 × 12,8 mm.

Dacă distanța focală este f distanța la obiect este p și obiectul are dimensiunea H/V = lățime/înălțime, dintr-o construcție geometrică corespunzătoare se poate scrie, dacă se consideră planul imaginii amplasat practic în focar,

$$\frac{V}{9{,}6} = \frac{p}{f}, \text{ respectiv } \frac{H}{12{,}8} = \frac{p}{f}.$$

De aici rezultă

$$f = 9{,}6\, \frac{p}{V}, \text{ respectiv } f = 12{,}8\, \frac{p}{H}.$$

Ca urmare, se pot deduce distanțele focale necesare ale obiectivului. Dimensiunea H fiind mai mare, ea este cea care are prioritate.

Considerînd de exemplu rapoarte H/p egale cu 1, 1/2, 1/4, 1/8, rezultă pentru distanțele focale necesare valorile 10, 25, 50, 100 mm.

Obiectivul se poate alege și dacă referirea se face la deschiderea unghiulară α (pe verticală) respectiv β pe orizontală. Din aceeași construcție geometrică rezultă

$$\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} = \frac{9{,}6 \text{ mm}}{2f}, \text{ respectiv } \operatorname{tg} \frac{\beta}{2} = \frac{12{,}8 \text{ mm}}{2 \cdot f}$$

şi prin urmare

$$f = \frac{4,8}{\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}}.$$

Un alt criteriu de alegere poate fi dat şi de condiţiile de iluminare.

Transformînd relaţia obţinută în problema 4.2, se găseşte indicele n, respectiv deschiderea unghiulară necesară pentru un obiectiv :

$$n = \sqrt{\frac{0,2\ E_{ob}\rho}{E_T}}.$$

Transmisiunea semnalelor de TV-AN

4.4. Expresia dată în (5) nu ţine seama de duratele de întoarcere pe orizontală şi pe verticală :

$$T_{iH} = r_H T_H \text{ şi } T_{iV} = r_V T_V.$$

Duratele active pentru explorare vor fi, la norma OIRT :

$$T_{aH} = T_H(1 - r_H) = T_H(1 - 0,18) = 0,82\ T_H\ ;$$
$$T_{aV} = T_V(1 - r_V) = T_V(1 - 0,06) = 0,94\ T_V.$$

Reducerea timpului de explorare a punctelor pe orizontală, la un acelaşi număr de puncte, cere frecvenţă mai mare. În schimb, pe verticală pierzîndu-se un număr de linii pe timpul întoarcerii, aceasta va influenţa frecvenţa finală în sensul reducerii ei.

Expresia va trebui completată în modul următor :

$$f_{V max} = \frac{1}{2}\cdot\frac{H}{V}\cdot\frac{0,92}{0,82}\,n^2 f_c = 0,76\,n^2 f_c.$$

Pe baza cercetărilor lui Kell, Bedford şi Trainer s-a constatat că nu toate liniile orizontale pot transmite detalii verticale. S-a constatat că cu 625 linii se pot transmite doar 400 puncte verticale, deci putem reduce încă banda (frecvenţa video maximă) a semnalului cu un factor $k = 0,67$:

$$f_{V max} = 0,67 \times 0,76\,n^2 f_c.$$

Introducînd valorile $n = 625$ şi $f_c = 25$ Hz, se găseşte o frecvenţă de circa 5 MHz.

Expresia generală din care se pot calcula benzile necesare pentru diverse norme va fi atunci :

$$f_{V max} = \frac{1}{2} k \frac{H}{V}\,\frac{(1 - r_V)}{(1 - r_H)}\,n^2 f_c.$$

4.5. S-a arătat în problema 4.4 că utilizînd 625 linii de explorare se pot obţine numai 400 de puncte.

Cum se admite aceeași definiție pe orizontală și pe verticală, și pe orizontală vom dispune tot de 400 linii de definiție.

S-a arătat că $f_{V max}$ în aceste condiții este de 5 MHz.

Astfel se poate face un calcul pe bază de proporționalitate între aceste linii de definiție N înscrise pe mira de control și banda de frecvențe a semnalului, $f_{V max}$:

$$N_{linii} = \frac{400 \text{ linii}}{5 \text{ MHz}} f_{V max} \text{ [MHz]}.$$

De unde rezultă

$$f_{V max} \text{ [MHz]} = \frac{N_{linii}}{80}.$$

4.6. Se consideră o oscilație MA cu purtătoarea de amplitudine U_0 și frecvența f_0 și semnalul modulator de amplitudine U_m și frecvență f_m. Expresia sa este:

$$u_m(t) = U_0(1 + m \cos 2\pi f_m t) \cos 2\pi f_0 t,$$

în care m este gradul de modulație. Dezvoltînd, se obține:

$$u_m(t) = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f_m)t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f_m)t.$$

Dacă se filtrează una dintre benzile laterale (să presupunem că banda laterală inferioară) rămîne:

$$u'_m(t) = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f_m)t.$$

Dezvoltînd al doilea termen și regrupînd relația se obține

$$u'_m(t) = U_0\left(1 + \frac{m}{2} \cos 2\pi f_m t\right) \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_0 t.$$

Se constată că apar două componente decalate la 90°, una în fază (cea în $\cos 2\pi f_0 t$) și una în cuadratură (cea în $\sin 2\pi f_0 t$).

Dacă se face o demodulare obișnuită de amplitudine (detecție de anvelopă cu diodă), la ieșire se va obține anvelopa de modulație

$$U_d(t) = U_0 \sqrt{\left(1 + \frac{m}{2} \cos 2\pi f_m t\right)^2 + \left(\frac{1}{2} m \sin 2\pi f_m t\right)^2} = U_0 \sqrt{\left(1 + \frac{m^2}{4}\right) + m \cos 2\pi f_m t}.$$

Se observă că anvelopa nu mai este proporțională cu semnalul original modulator din cauza componentei în cuadratură.

Dar dacă $m \ll 1$, atunci

$$\frac{m^2}{4} \ll 1$$

şi radicalul este aproximativ

$$U_d \cong U_0\left(1 + \frac{m}{2}\cos 2\pi f_m t\right);$$

se obţine semnalul iniţial de amplitudine jumătate.

Acelaşi lucru se poate arăta şi în cazul transmisiunii cu *RBL* specifică în TV.

4.7. Un demodulator de produs face înmulţirea între oscilaţia modulată primită şi o oscilaţie regenerată local care are aceeaşi frecvenţă şi fază cu purtătoarea recepţionată.

Fie oscilaţia recepţionată de forma simplificată

$$u(t) = U_1(t)\cos\omega_0 t + U_2(t)\sin\omega_0 t,$$

în care se vede că există două unde în cuadratură (90°) şi în care $U_1(t)$ este semnalul util de *JF*, şi fie oscilaţia regenerată local de forma

$$u_0(t) = U_0\cos\omega_0 t.$$

Din înmulţire, după dezvoltări trigonometrice se vede că numai primul termen este un semnal care conţine informaţia $U_1(t)$. Celălalt se anulează, iar termenii care conţin frecvenţele 2 ω_0 se elimină prin filtrare.

4.8. Condensatorul introduce un defazaj de $\frac{\pi}{2}$, iar circuitul derivaţie are o caracteristică de fază de forma

$$\varphi_d = -\operatorname{arctg} 2\,Q_S\frac{\Delta f}{f_0}.$$

Deci ansamblul are caracteristica

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} 2\,Q_S\frac{\Delta f}{f_0},$$

care este reprezentată în figura 4.8R.

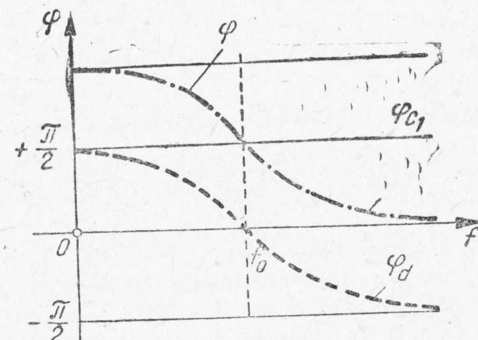


Fig. 4.8R

Pentru o bandă restrînsă în jurul frecvenţei de rezonanţă, caracteristica este practic liniară şi va rezulta o relaţie liniară între faza şi amplitudinea semnalului modulator de *JF*. Expresia de mai sus se poate scrie în acest caz

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - 2\,Q_S\frac{\Delta f}{f_0}.$$

La rezonanţă defazajul este $\frac{\pi}{2}$, iar în jurul frecvenţei centrale defazajul variază liniar cu deviaţia de frecvenţă Δf, deci cu amplitudinea semnalului modulator.

4.9. Se notează raportul imagine pe sunet $I/S = \sigma$ şi spre simplificare se ia $S = 1$ deci $I = \sigma$.

Considerînd purtătoarele nemodulate pentru început, distanțate la frecvența de 6,5 MHz, se poate face o reprezentare fazorială ca în figura 4.9R, *a*. Dacă fazorul I este staționar, S se învîrte cu diferența frecvențelor, 6,5 MHz. Rezultanta R oscilează între valorile $\sigma + 1$ și $\sigma - 1$. Expresia sa este

$$R = \sqrt{\sigma^2 + 1 + 2\,\sigma \cos \theta}.$$

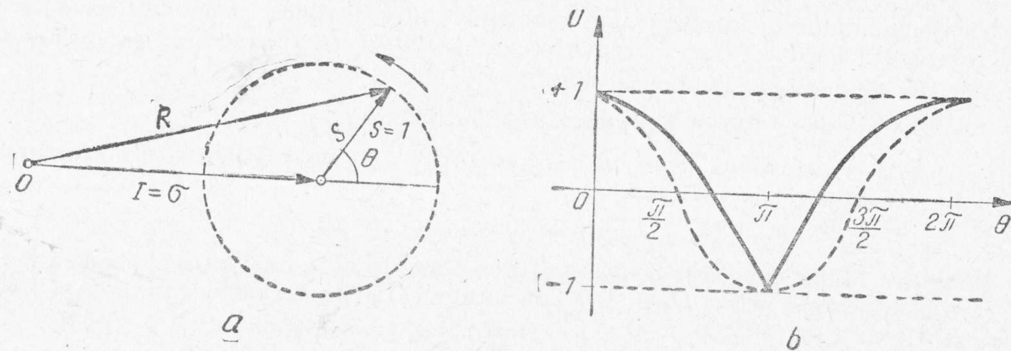


Fig. 4.9R

Valoarea ondulațiilor care apar din bătaia acestor două semnale va fi

$$U = R - \sigma = \sqrt{\sigma^2 + 1 + 2\,\sigma \cos \theta} - \sigma.$$

Aceste ondulații au frecvența de 6,5 MHz, care va fi a doua frecvență intermediară de sunet.

În cazul în care cele două purtătoare sînt egale, $\sigma = 1$ și expresia devine

$$u = \sqrt{2 + 2\cos\theta} - 1 = \sqrt{2 + 2\left(2\cos^2\frac{\theta}{2} - 1\right)} - 1 = \sqrt{4\cos^2\frac{\theta}{2}} - 1 = 2\cos\frac{\theta}{2} - 1.$$

Reprezentînd această relație, se obține diagrama din figura 4.9R, *b*.

În timpul transmisiunii sunetului frecvența variază, deci va apărea o deviație de frecvență în raport cu 6,5 MHz. În plus, la $\sigma = 1$, caz care poate apărea cînd se transmite nivel alb în imagine (modulația negativă pentru imagine înseamnă sincro la vîrf de modulație și albul la fund de modulație!), înfășurătoarea are forma oscilației dublu redresate. Aceasta are o fundamentală de amplitudine mai mică decît sinusoida de 6,5 MHz care trece prin *AFI* sunet. Cum σ variază în funcție de conținutul imaginii, rezultă că sunetul va avea, în afara modulației utile *MF*, și o modulație parazită *MA*. Componenta cea mai puternică din imagine care provoacă această modulație este cea dată de S_V și B_V. Această perturbație se va manifesta sub formă de brum pe sunet în cazul imaginilor luminoase sau cînd apare o subtitrare. Se evită aceasta avînd grijă ca în timpul transmisiunii să avem $\sigma \geqslant 2$.

4.10. În figura 4.10R, *a* este reprezentată caracteristica de transfer a porții logice de bază în cazul tehnicii *TTL*, iar în figura 4.10R, *b* este arătată simbolic schema de amplificator inversor.

În figura 4.10R, *c* se arată inversorul în care apar mărimile de intrare, iar în figura 4.10R, *d* se prezintă caracteristica de intrare pe care se indică domeniul în care trebuie făcută polarizarea intrării pentru a se asigura funcționarea în regiunea corespunzătoare de amplificator inversor.

a) Pentru stabilirea *PSF* (punctul static de funcționare) în regiunea activă, se poate folosi soluția elementară din figura 4.10R, *e*. Se observă că se poate scrie relația:

$$U_I = U_0 - RI_I.$$

Aceasta reprezintă o dreaptă care este reprezentată împreună cu caracteristica de intrare în figura 4.10R, *f*. Pentru ca această dreaptă să intersecteze caracteristica în porțiunea *bc*, tensiunea de intrare trebuie să fie mai mică decît cca (1,2—1,4) V. Pentru a evita reducerea tensiunii de ieșire sub cca 0,8 V, valoarea maximă a rezistenței *R* trebuie să fie:

$$R_{max} = \frac{U_{I(b)} - U_{0\,min}}{I_{I(b)max}} = \frac{1,4 - 0,8}{10^{-3}} \cong 600\ \Omega.$$

b) Un circuit de polarizare superior are în vedere structura echivalentă simplificată a unei porți inversoare *TTL* în regiunea activă de funcționare.

În figura 4.10R, *g* se arată o rețea de polarizare, iar în figura 4.10R, *h* — structura simplificată a porții inversoare cu primul tranzistor considerat la saturație (deci R_3 apare legat direct la intrare).

În regiunea activă de funcționare

$$U_I \cong 2u_{BE} \cong 1,2 - 1,4\ \text{V}.$$

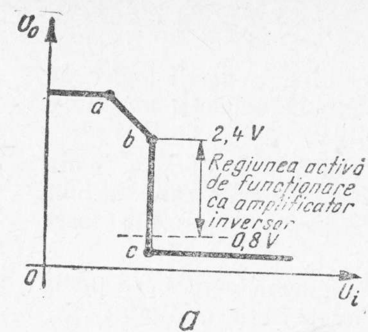
Această tensiune este o medie ponderată între tensiunea de alimentare și tensiunea de ieșire. Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului T_1 se poate scrie

$$U_I = \frac{\dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}}{R_3 + \dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}} V_{CC} + \frac{\dfrac{R_1R_3}{R_1 + R_3}}{R_2 + \dfrac{R_1R_3}{R_1 + R_3}} U_0 = \frac{R_1R_2V_{CC} + R_1R_3U_0}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}.$$

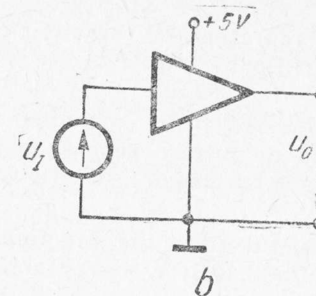
După înlocuirea tensiunii de intrare U_I, se obține:

$$U_0 = 2\,u_{BE}\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3}\right) - \frac{R_2}{R_3} V_{CC}.$$

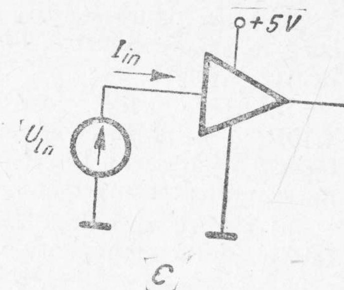
La un circuit *TTL* standard, rezistența R_3 are o valoare tipică de 4 kΩ (minimum 3 kΩ).



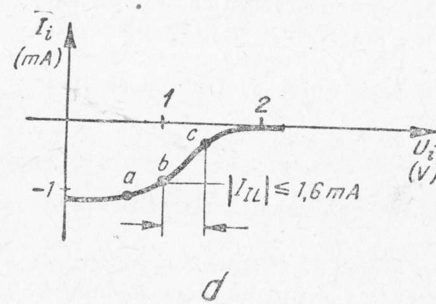
U_o
a
b
2,4 V
Regiunea activă de funcționare ca amplificator inversor
c
0,8 V
0
U_i
a



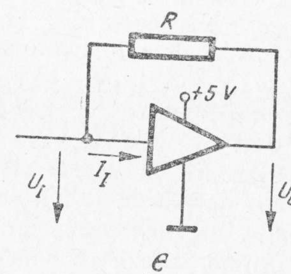
+5V
U_I
U_O
b



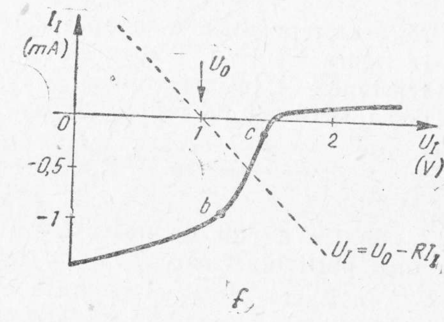
+5V
I_{in}
U_{In}
c



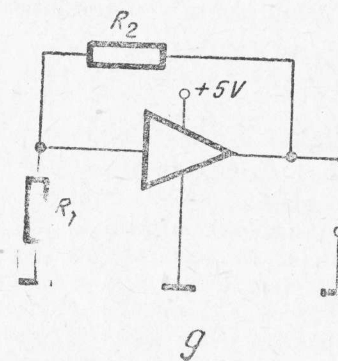
I_i (mA)
1
2
c
U_i (V)
-1
a
b
$|I_{IL}| \leq 1,6\,mA$
d



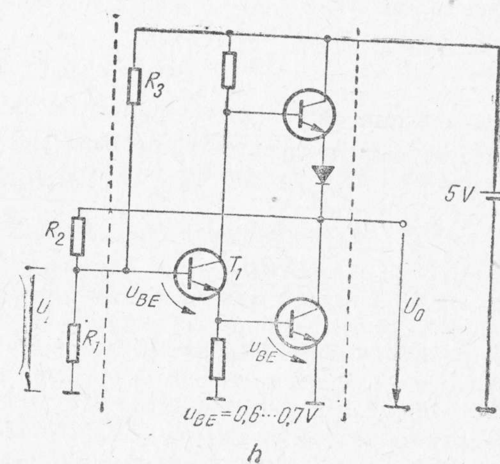
R
+5 V
U_i
I_I
U_o
e



I_I (mA)
U_0
0
1
c
2
U_I (V)
-0,5
-1
b
$U_I = U_0 - RI_I$
f



R_2
+5V
R_1
g



R_3
5 V
R_2
T_1
U_{BE}
U_I
R_1
U_{BE}
U_0
$U_{BE} = 0,6 \cdots 0,7V$
h

Fig. 4.10R

Alegînd pentru R_2 o valoare de 2 kΩ în scopul reducerii contribuţiei tensiunii de alimentare (V_{CC}), valoarea rezistenţei R_1 se găseşte considerînd o tensiune de ieşire $U_0 = 2$ V, care corespunde mijlocului regiunii active

$$2 = 1{,}3\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 0{,}5\right) - 0{,}5\cdot 5,$$

respectiv

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{4{,}5}{1{,}3} - 1{,}5 \cong 2 \Rightarrow R_1 = 1\ \text{k}\Omega.$$

Valoarea maximă a rezistenţei de polarizare din circuitul simplu se poate obţine şi din relaţia considerată aici, pentru $R_1 = \infty$ şi $U_0 = U_{0\ min} = 0{,}8$ V.

Deci :

$$R_{2\ max} = R_3 \frac{U_{0\ min} - 2\,u_{BE}}{2\,u_{BE} - V_{CC}} = \frac{1{,}4 - 0{,}8}{5 - 1{,}4}\cdot 4 = 660\ \Omega.$$

4.11. Se utilizează două circuite *NAND* polarizate aşa cum s-a arătat în problema 4.10. Astfel se obţine un amplificator neinversor, cu ieşirea avînd rezistenţa redusă. Cuplajul dintre cele două etaje se face capacitiv pentru a nu influenţa polarizările.

Semnalul de ieşire se aplică din nou la intrare prin circuitul de reacţie pozitivă, în care se găseşte un cristal de cuarţ (X_{TAL}) în serie cu un condensator ajustabil, ca în figura 4.11R.

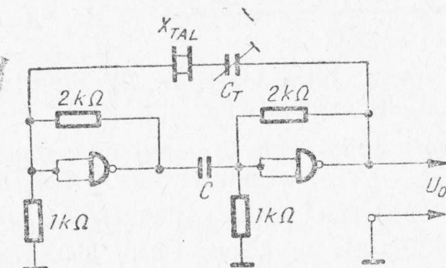


Fig. 4.11R

Condiţia de oscilaţie — reacţie pozitivă puternică — va fi îndeplinită doar la frecvenţe de rezonanţă serie a cuarţului, acolo unde acesta se prezintă ca o rezistenţă de cîteva zeci de ohmi. Cu C_T se poate ajusta frecvenţa în limite mici (sute de herţi), la frecvenţe imediat superioare frecvenţei de rezonanţă serie a cuarţului.

4.12. Un oscilator *LC* cuprinde un amplificator neinversor, cu etajul de ieşire avînd rezistenţa internă de valoare redusă, şi un circuit rezonant serie în calea de reacţie pozitivă, prin care semnalul se aplică de la ieşire la intrare. Montajul oscilează pe frecvenţa de rezonanţă serie a circuitului rezonant.

Amplificatorul neinversor cu rezistenţă de ieşire mică se obţine conectînd în cascadă două porţi inversoare *TTL*, ca în figura 4.12R.

În vederea asigurării amorsării oscilaţiilor, punctele de funcţionare se plasează în regiunile de funcţionare active (v. problema 4.10), iar cuplajul între cele două etaje se face capacitiv, ca în figura 4.12R.

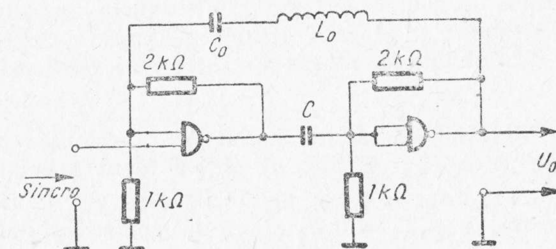


Fig. 4.12R

Dacă se consideră un circuit rezonant serie L_0C_0 cu un factor de calitate $Q = 50-100$, care să asigure o rezistență serie $r = 10\ \Omega$, raportul L_0/C_0 necesar va fi

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = Q_r = 500 - 1\,000.$$

Din frecvența de oscilație dorită se obține cealaltă condiție:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,C_0} = \frac{1}{2\pi C_0 Qr}.$$

Dacă frecvența dorită este $f_0 = 1$ MHz, rezultă

$$Qr = 50\cdot 10 = 500;$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_0 Qr} = \frac{1}{2\pi 10^6\cdot 500} = 318\ \text{pF},$$

Se alege $C_0 = 330$ pF și va rezulta

$$L_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0} = 76{,}7\ \mu\text{H}.$$

4.13. Într-adevăr, în *TV* raportul între frecvențele $2\,f_H$ și f_V este egal cu numărul de linii de explorare:

$$\frac{2\,f_H}{f_V} = 625 = 5^4.$$

Deci folosind patru divizoare cu 5 în cascadă, frecvențele sînt divizate în trepte de la 31 250 Hz la 6 250, 1 250, 250, respectiv 50 Hz. Perioadele cresc de la 32 μs la 160 μs, 800 μs, 4 ms și 20 ms. Schema bloc din figura 4.13 este cea a unui divizor realizat cu un numărător asincron cu 5.

Din schemă se vede că pe intrările de tact avem:

$$T_1 = T_3;\ T_2 = \overline{Q}_1,$$

iar intrările de comandă sînt

$$J_1 = Q_3;\ K_1 = 1;$$

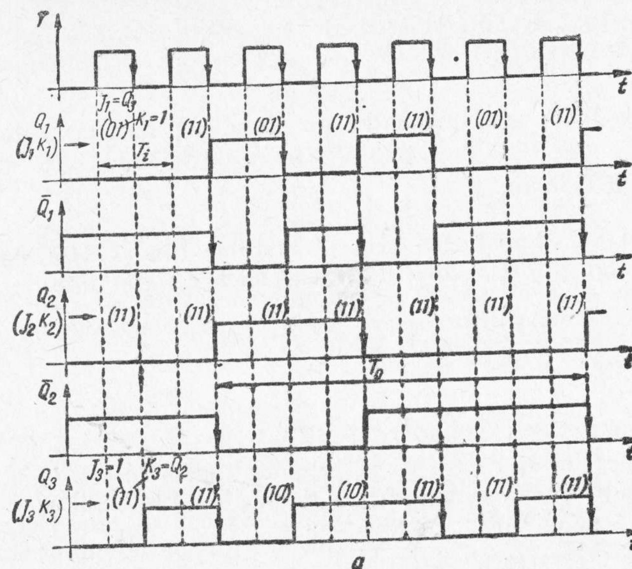
$$J_2 = 1;\ K_2 = 1;$$

$$J_3 = 1;\ K_3 = \overline{Q}_2.$$

Ținînd seama de modul de funcționare al unui bistabil de tip JK, s-au trasat formele de undă (fig. 4.13R, *a*) și s-a făcut tabelul corespunzător stărilor (fig. 4.13R, *b*).

Se observă că la al cincilea impuls de tact se revine în starea inițială, că perioada de ieșire este $T_0 = 5\,T_i$ și că la acest tip de divizor factorul de umplere la ieșire (Q_2) este

$$\alpha = 2/5.$$



T	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	0
1	0	0	1
2	1	1	0
3	0	1	1
4	1	0	1
5	0	0	0
6	0	0	1
7	1	1	0

b

Fig. 4.13R

Pe diagramele corespunzătoare formelor de undă s-a indicat cu grupe de două cifre situaţia intrărilor J_i, K_i pentru uşurarea înţelegerii funcţionării fiecărui bistabil.

4.14. Pentru a afişa patru cîmpuri unul sub altul pe un osciloscop cu două canale se vor folosi :

— intrarea *A* a osciloscopului pentru semnalul de *TV* ;

— intrarea *B* pentru un semnal sub formă de patru trepte scăzătoare, fiecare treaptă avînd durata unui cîmp *TV*, deci 20 ms ;

— comutatorul de mod al osciloscopului — pe modul $A + B$;

— intrarea de *Trig. ext.* — cu semnal de declanşare cu perioada de repetiţie de 20 ms.

Prin urmare, selectorul de linii, în afara semnalului obişnuit de declanşare a bazei de timp (cu perioadă de 40 ms pentru *TV-AN* sau 80 ms pentru *TVC*) trebuie să dea şi semnale cu perioada de 20 ms. În plus, trebuie să genereze treptele. Pentru aceasta se foloseşte un numărător cu 4 (format din două *CBB* în cascadă) şi o reţea de rezistenţe ponderate (un convertor digital—analog).

4.15. Canalul 6 de *TV* are limitele

$$f_m = 174 \text{ MHz şi } f_M = 182 \text{ MHz}.$$

Frecvenţa centrală este

$$f_0 = 178 \text{ MHz}.$$

Lungimea de undă corespunzătoare în aer este:

$$\lambda = \frac{300}{f_0[\mathrm{MHz}]} = \frac{300}{178} = 1{,}685 \text{ m}.$$

La această lungime de undă, $\frac{\lambda}{2}$ în aer (de exemplu pentru un dipol de antenă) este

$$l_{\frac{\lambda}{2}} \cong 0{,}85 \text{ m}.$$

Pentru bucla U de adaptare a cablului nu se poate lua această lungime fiindcă vitezele de propagare în aer și în cablu, caracterizat printr-o constantă dielectrică ε_r, sînt diferite. Viteza în cablu este

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}} \text{ [m/s]}$$

deoarece $\mu_r = 1$.

Cablurile obișnuite au ca dielectric polietilena cu $\varepsilon_r = 2{,}25$. Deci $\sqrt{\varepsilon_r} = 1{,}5$ iar $1/1{,}5 = 0{,}66$. Viteza va fi mai mică în cablu. Ca urmare, relația care leagă pe f de λ prin intermediul vitezei luminii (viteza de propagare a undelor electromagnetice) devine pentru cablu

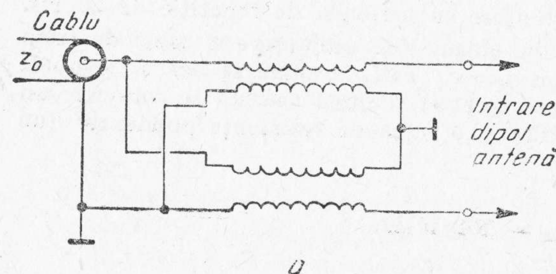
$$\lambda_c \text{ [m]} = \frac{v_c[\mathrm{m/s}]}{f_0\,[\mathrm{MHz}]} = \frac{0{,}66 \cdot 300}{f_0\,[\mathrm{MHz}]} = \frac{200}{f_0\,[\mathrm{MHz}]}.$$

Lungimea buclei U va fi deci

$$l_{c\frac{\lambda}{2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r} f_0} = \frac{100}{178} = 0{,}56 \text{ m}.$$

Deci cu o lungime geometrică mai mică se obține o lungime electrică mai mare. În același mod se pot calcula buclele pentru orice canal.

4.16. Transformatorul de adaptare are schema din figura 4.16R, *a*. Schema echivalentă este cea din figura 4.16R, *b*. Se observă că liniile bobinate cu pas constant se comportă ca niște linii avînd impedanța caracteristică $2\,Z_0$. Ele vor fi adaptate avînd la capătul dinspre



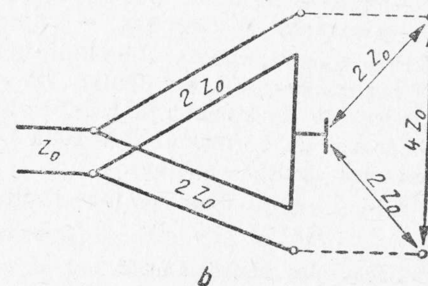


Fig 4.16R

antenă cîte jumătate din valoarea impedanței totale de intrare în antenă, deci cîte $2 Z_0$. Fiind adaptate pe impedanța caracteristică la intrare se vede $2 Z_0$. La intrare acestea fiind în paralel, se obține Z_0 — impedanța egală cu cea a cablului.

B. TELEVIZIUNEA ÎN CULORI

Semnale de TVC

4.17. Semnalul de luminanță E_Y este dat în cazul televiziunii în culori compatibile ca o combinație liniară a celor trei semnale primare:

$$E_Y = aE_R + bE_G + cE_B.$$

Culorile primare alese în *TVC* sînt $\lambda_R = 610$ nm, $\lambda_G = 535$ nm și $\lambda_B = 470$ nm. Cu aceste culori se poate sintetiza albul de tip C.

Determinarea coeficienților se face ținînd seama de caracteristica de sensibilitate spectrală a ochiului, prezentată în figura 4.17R. Se observă că acești coeficienți au valorile

$V_{\lambda_R} = 0{,}47$;

$V_{\lambda_G} = 0{,}92$; $\Sigma V_\lambda = V_{\lambda_R} + V_{\lambda_G} + V_{\lambda_B} = 1{,}56$;

$V_{\lambda_B} = 0{,}17$.

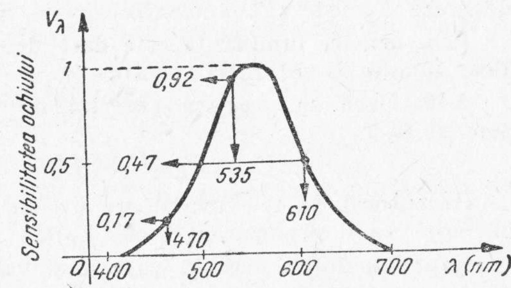


Fig. 4.17R

Suma constantelor respective trebuie să fie egală cu unitatea:

$$a + b + c = 1.$$

Prin urmare trebuie făcută o normare. Fiecare coeficient trebuie divizat cu suma lor. Deci

$$a = \frac{0{,}47}{1{,}56} = 0{,}30\ ;\quad b = \frac{0{,}92}{1.56} = 0{,}59\ ;\quad c = \frac{0{,}17}{1{,}56} = 0{,}11.$$

În aceste condiții semnalul de luminanță va avea expresia

$$E_Y = 0{,}30\, E_R + 0{,}59\, E_G + 0{,}11\, E_B.$$

Semnalele primare se aleg egale pentru culori acromatice (alb-gri), deci urmează că:

$$E_R = E_G = E_B = E_Y$$

și la alb

$$E_R = E_G = E_B = E_Y = 1\ V_{VV}.$$

4.18. Intr-adevăr, deoarece

$$E_R = E_G = E_B = E_Y$$

la transmisiuni în alb-negru, înseamnă că orice semnal diferenţă de culoare se anulează în aceste cazuri:

$$E_R - E_Y = E_B - E_Y = E_G - E_Y = 0.$$

Cît priveşte contribuţia la luminanţă, trebuie să ne referim doar la tipul de tuburi cinescop care primesc pe catozi semnalul E_Y şi pe cele trei grile — cele trei diferenţe de culoare. ultima dematriciere făcînd-o chiar cinescopul.

În aceste condiţii, dacă considerăm numai semnalele de diferenţă, fiecare tun ar produce o luminanţă dată de o diferenţă de culoare, iar efectul total va fi dat de expresia:

$$Y_{TOT} = K[0{,}30(E_R - E_Y) + 0{,}59(E_G - E_Y) + 0{,}11(E_B - E_Y)],$$

în care K este un factor de conversiune exprimat în cd/m^{2}V.

Se observă că după transformare se obţine:

$$Y_{TOT} = K[0{,}30\, E_R + 0{,}59\, E_G + 0{,}11\, E_B - E_Y] = 0,$$

deoarece E_Y este egal tocmai cu suma primilor trei termeni.

Prin urmare luminanţa este dată doar de semnalul E_Y; diferenţele de culoare modifică doar nuanţa şi saturaţia culorii.

4.19. Dacă se practică corecţia de γ, în canalele semnalelor primare va apărea un semnal E'_Y:

$$E'_Y = 0{,}30\, E_R^{1/\gamma} + 0{,}59\, E_G^{1/\gamma} + 0{,}11\, E_B^{1/\gamma} \neq E_Y^{1/\gamma}.$$

Receptorul de televiziune are un cinescop cu un factor de contrast γ. Deci luminanţa obţinută va fi proporţională cu $(E'_Y)^\gamma$.

Raportul dintre această valoare şi valoarea reală va fi

$$\frac{(E'_Y)^\gamma}{E_Y} = \frac{[0{,}30\, E_R^{1/\gamma} + 0{,}59\, E_G^{1/\gamma} + 0{,}11\, E_B^{1/\gamma}]^\gamma}{0{,}30\, E_R + 0{,}59\, E_G + 0{,}11\, E_B}.$$

Pentru culorile primare saturate, dacă cinescopul are $\gamma = 2{,}2$, acest raport devine 0,23 pentru roşu, 0,53 pentru verde, 0,07 pentru albastru şi numai la alb este egal cu unitatea.

Deci luminanţa nu este redată corect decît în cazul alb-negrului; pentru imagini în culori apar erori mari la luminanţa redată pe cinescop. Există metode de eliminare a acestui neajuns.

4.20. Se consideră cele două semnale $MA-PS$:

$$m_1(t)\sin \omega_0 t \quad \text{şi} \quad m_2(t)\sin\left(\omega t \pm \frac{\pi}{2}\right) = \pm m_2(t)\cos \omega_0 t.$$

Prin însumarea lor rezultă oscilaţia cu MAQ:

$$u(t) = m_1(t)\sin \omega_0 t \pm m_2(t)\cos \omega_0 t = m_1(t)\left[\sin \omega_0 t \pm \frac{m_2(t)}{m_1(t)}\cos \omega_0 t\right].$$

Notînd cu $\text{tg}\,\theta = \dfrac{m_2(t)}{m_1(t)}$, rezultă:

$$u(t) = m_1(t)[\sin \omega_0 t \pm \text{tg}\,\theta \cos \omega_0 t] = \frac{m_1(t)}{\cos\theta}[\sin \omega_0 t \cos\theta \pm \cos \omega_0 t \cos\theta].$$

Cum

$$\cos\theta = \frac{1}{\sqrt{1+\text{tg}^2\theta}},$$

rezultă că

$$\frac{m_1(t)}{\cos\theta} = m_1(t)\sqrt{1+\text{tg}^2\theta} = \sqrt{m_1^2(t)+m_2^2(t)} = M(t).$$

În final apare forma

$$u(t) = M(t)\sin[\omega_0 t \pm \theta(t)],$$

din care se vede că această oscilație cu MAQ este o oscilație modulată simultan în amplitudine (MA) și fază (MP), dată de $M(t)$ respectiv $\theta(t)$. Dacă se iau semnalele modulate MA-PS ca mai jos:

$$u(t) = m_1(t)\cos \omega_0 t \pm m_2(t)\sin \omega_0 t,$$

urmînd o cale identică se ajunge la

$$u(t) = M(t)\cos[\omega_0 t \mp \theta(t)].$$

4.21. Cele două semnale, $m_1(t)$ și $m(t)$, modulează MA-PS în cuadratură o purtătoare de frecvență ω_0 și fază φ_0.

Se obțin două semnale MA-PS în cuadratură:

$$s_1(t) = m_1(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$
$$s_2(t) = m_2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Acestea se însumează:

$$s(t) = m_1(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + m_2(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Se notează

$$S(t) = \sqrt{m_1^2(t)+m_2^2(t)};$$

$$\text{tg}\,\Phi(t) = \frac{m_1(t)}{m_2(t)}.$$

În reprezentare, dacă se consideră $\varphi_0=0$ se obține figura 4.21R.

Rezultă că

$$\cos\Phi(t) = \frac{m_2(t)}{S(t)};$$

$$\sin\Phi(t) = \frac{m_1(t)}{S(t)}.$$

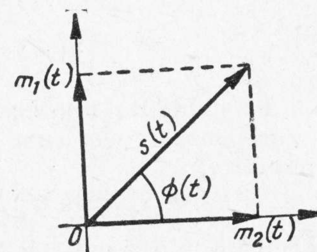


Fig. 4.21R

Atunci se poate scrie

$$s(t) = S(t)\sin[\omega_0 t + \varphi_0 + \Phi].$$

Această expresie arată că semnalul $s(t)$ este modulat simultan în amplitudine și fază (MA + + MP). Pentru demodulare trebuie refăcute două purtătoare, și ele în cuadratură :

$$u_{p1} = \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \text{ și } u_{p2} = \sin(\omega_1 t + \varphi_1).$$

Conform celor ce se vor arăta pentru problema 4.24, după cele două demodulatoare se obține :

$$s_{1d}(t) = S(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Phi)\cos(\omega_1 t + \varphi_1) = \frac{S(t)}{2}\{\cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1 + \Phi] + \sin[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1 + \Phi]\}.$$

Filtrînd primul termen cu un filtru FTJ și alegînd $\omega_0 = \omega_1$ și $\varphi_0 = \varphi_1$, se obține

$$s_{1d}(t) = \frac{S(t)}{2}\sin\Phi = \frac{m_1(t)}{2}.$$

În mod analog:

$$s_{2d}(t) = S(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Phi)\sin(\omega_1 t + \varphi_1)$$

și se obține după transformări :

$$s_{2d}(t) = \frac{S(t)}{2}\cos\Phi = \frac{m\ (t)}{2}.$$

Astfel s-au extras cele două mesaje, $m_1(t)$ și $m_2(t)$, pe două căi separate.

4.22. În cazul sistemului PAL

$$m_1(t) = E_V\ ;\ S(t) = S_{PAL};$$
$$m_2(t) = E_U\ ;\ \Phi(t) = \Phi_{PAL},$$

și

$$\omega_0 = \omega_{sp};$$
$$\varphi_0 = 0.$$

Deci

$$S_{PAL} = \sqrt{E_U^2 + E_V^2};$$
$$\operatorname{tg}\Phi_{PAL} = \frac{E_V}{E_U};$$
$$\cos\Phi_{PAL} = \frac{E_U}{S_{PAL}};\ \sin\Phi_{PAL} = \frac{E_V}{S_{PAL}}.$$

Pe liniile n ; $n + 2$; $n + 4$ etc. semnalul are forma

$$E_C = E_V\cos\omega_{sp}t + E_U\sin\omega_{sp}t,$$

respectiv,

$$E_C = S_{PAL}\sin\Phi_{PAL}\cos\omega_{sp}t + S_{PAL}\cos\Phi_{PAL}\sin\omega_{sp}t = S_{PAL}\sin(\omega_{sp}t + \Phi_{PAL}).$$

Pe liniile $n + 1$; $n + 3$ se produce inversarea lui E_V :

$$E_C = -E_V\cos\omega_{sp}t + E_U\sin\omega_{sp}t;$$

$$\text{tg } \Phi'_{PAL} = -\frac{E_V}{E_U} \Rightarrow \Phi'_{PAL} = 2\pi - \Phi_{PAL};$$

$$\cos \Phi'_{PAL} = -\frac{E_U}{S_{PAL}} = \cos \Phi_{PAL};$$

$$E_C = S_{PAL} \sin(\omega_{sp}t - \Phi'_{PAL}).$$

În general se poate scrie:

$$E_C = S_{PAL} \sin[\omega_{sp}t + (-1)^n \Phi_{PAL}].$$

La demodularea de produs, la cele două demodulatoare se face înmulţirea semnalului E_C cu $\sin \omega_{sp}t$ respectiv $\cos \omega_{sp}t$. Se va obţine astfel la ieşirea demodulatorului *1*, după filtrare: $s_{1d}(t) = S_{PAL}\sin[\omega_{sp}t + (-1)^n\Phi_{PAL}]\cos \omega_{sp}t = S_{PAL}\sin[(-1)^n\Phi_{PAL}] = (-1)^n S_{PAL}\sin \Phi_{PAL} = (-1)^n E_V$, şi la demodulatorul *2*:
$s_{2d}(t) = S_{PAL}\sin[\omega_{sp}t + (-1)^n\Phi_{PAL}]\sin \omega_{sp}t = S_{PAL}\cos[(-1)^n\Phi_{PAL}] = S_{PAL}\cos \Phi_{PAL} = E_U$.

Semnalul E_V se va obţine cu aceeaşi fază dacă la demodulator se schimbă de la linie la linie faza subpurtătoarei regenerate cu 180°, corespunzător schimbării de fază de la codor. Astfel se obţin cele două semnale diferenţă de culoare.

4.23. Se presupune că pe cele două intrări ale unui multiplicator analogic se aplică următoarele semnale:

$$v_x = A \sin \omega_0 t;$$
$$v_y = A \sin(\omega_0 t + \varphi).$$

Semnalul de ieşire va fi

$$v_0 = \frac{v_x v_y}{k} = \frac{A^2}{k} \sin \omega_0 t \sin(\omega_0 t + \varphi).$$

Admiţînd pentru simplitate că constanta multiplicatorului $k[\text{V}] = 1$ şi făcînd transformări, se găseşte că

$$v_0(t) = \frac{1}{2} A^2[\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t + \varphi)].$$

După cum se vede, valoarea medie a semnalului de ieşire, respectiv componenta continuă a acestuia,

$$\tilde{v}_0 = \frac{1}{T}\int_0^T v_0(t)\mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\int_0 \frac{1}{2} A^2[\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t + \varphi)]\mathrm{d}t = \frac{1}{2} A^2 \cos \varphi,$$

este proporţională cu $\cos \varphi$, deci cu defazajul dintre cele două semnale de intrare.

În *TV*, printre alte aplicaţii, se foloseşte această proprietate la demodularea semnalelor modulate *MF* (sunet sau crominanţă în sistemul SECAM).

Evident, înmulţirea trebuie să se facă între un semnal *MF* şi acelaşi semnal transformat printr-un circuit ca cel din problema 4.8. Acesta are şi o modulaţie de fază. Astfel prin înmulţire se va obţine la ieşire un semnal proporţional cu φ care este tocmai semnalul original de modulaţie.

4.24. Se știe că un semnal MA în general are expresia:

$$s_m(t) = [A_1 + m(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

în care:

A_1 este o componentă continuă;

$m(t)$ — mesajul — semnalul modulator de forma $m(t) = M\cos(\omega_m t + \varphi_m)$;

ω_0 — pulsația purtătoarei.

În cazul $MA-PS$

$$A_1 = 0$$

și expresia semnalului modulat este

$$s_m(t) = m(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Pentru a realiza demodularea de produs, va trebui să existe o purtătoare regenerată local la receptor. Fie aceste purtătoare de amplitudine unitară egală cu (s-a propus inițial o pulsație ușor diferită ω_1):

$$u_P = \cos(\omega_1 t + \varphi_1).$$

Demodularea de produs înseamnă înmulțirea, deci la ieșirea demodulatorului se obține:

$$s(t) = m(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)\cos(\omega_1 t + \varphi_1).$$

Efectuînd transformările se obține:

$$s(t) = m(t)\,\frac{\cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1]}{2} =$$

$$= \frac{m(t)}{2}\cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \frac{m(t)}{2}\cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1].$$

Primul termen care are frecvența dublă $(\omega_0 + \omega_1)$ va fi filtrat cu un FTJ. Cel de-al doilea termen trebuie să redea mesajul.

Se observă că mesajul va fi redat cvasicorect numai dacă $\omega_0 = \omega_1$. Atunci

$$s(t) = \frac{m(t)}{2}\cos(\varphi_0 - \varphi_1).$$

Purtătoarea regenerată local trebuie deci să fie cu frecvență riguros egală cu purtătoarea de la emisie. În plus, trebuie evitat un defazaj

$$\varphi_0 - \varphi_1 = \frac{\pi}{2},$$

fiindcă atunci nu se mai recuperează mesajul. Deși nu este absolut obligatoriu, este bine să fie îndeplinită și condiția

$$\varphi_0 - \varphi_1 = 0$$

și astfel

$$s(t) = \frac{m(t)}{2}.$$

4.25. Subpurtătoarea în cadrul sistemului PAL se alege cu offset de sfert de linie şi cu un offset suplimentar de jumătate de cîmp.

Considerînd armonicile a 283-a şi a 284-a ale frecvenţei liniilor, subpurtătoarea va fi plasată între a 567-a şi a 568-a armonică a jumătăţii frecvenţei de linii, cu un decalaj suplimentar de $f_V/2$, ca în figura 4.25R.

Pentru $n = 283$ rezultă valoarea exactă:

$$f_{sp_{PAL}} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + \frac{f_V}{2} =$$

$$= \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + \frac{f_H}{625};$$

$$f_{sp_{PAL}} = \left(284 - \frac{1}{4} + \frac{1}{625}\right) f_H =$$

$$= \left(\frac{1\,135}{4} + \frac{1}{625}\right) f_H = \frac{1\,135 \cdot 625 + 4}{625 \cdot 4} f_H =$$

$$= 4{,}433619 \text{ MHz}.$$

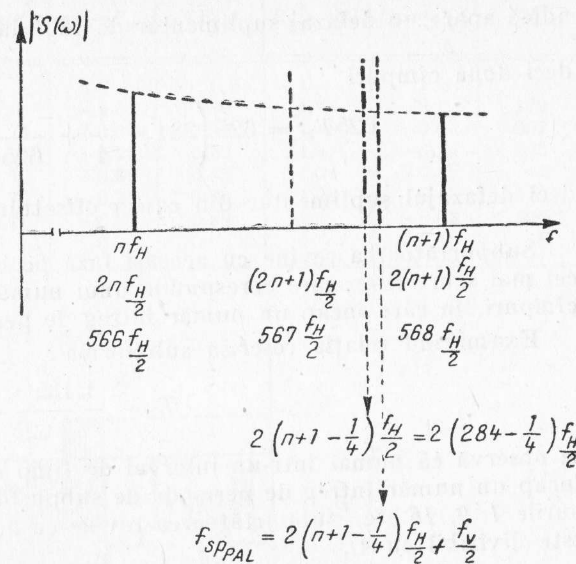


Fig. 4.25R

Se poate stabili relaţia între perioade $T_{sp} = \frac{1}{f_{sp}}$ şi $T_H = \frac{1}{f_H}$ şi se găseşte:

$$T_H = \left(284 - \frac{1}{4} + \frac{1}{625}\right) T_{sp}.$$

4.26. Din expresia

$$T_H = \left(284 - \frac{1}{4} + \frac{1}{625}\right) T_{sp}$$

se observă că neglijînd pe durata unei linii durata $\frac{T_{sp}}{625}$, ca fiind foarte mică în raport cu perioada T_{sp}, pe fiecare linie de explorare $T_H = 64\ \mu s$ încap un număr de 284 de perioade din care se scade $\frac{1}{4}\ T_{sp}$, deci un sfert de perioadă. Prin urmare, între două linii succesive de pe acelaşi cîmp va apărea un decalaj de un sfert de perioadă, deci un defazaj de 90°.

După un cîmp, deci după 312,5 linii, se obţine

$$312{,}5 T_H = 312{,}5 \left(284 - \frac{1}{4}\right) T_{sp} + \frac{1}{2}\ T_{sp},$$

adică apare un defazaj suplimentar de 180° datorat termenului $\frac{T_{sp}}{2}$. După un cadru de *TV*, deci două cîmpuri

$$625 T_H = 625\left(284 - \frac{1}{4} + \frac{1}{625}\right) T_{sp} = 625\left(284 - \frac{1}{4}\right) + T_{sp},$$

deci defazajul suplimentar din cauza offsetului de $\frac{f_V}{2}$ este de o perioadă.

Subpurtătoarea revine cu aceeaşi fază pe linia de acelaşi rang din cadre succesive după cel mai scurt timp care corespunde unui număr întreg de cadre, respectiv un număr par de cîmpuri, în care încap un număr întreg de perioade de T_{sp}.

Examinînd relaţia rescrisă sub forma :

$$T_H = \frac{1\,135 \times 625 + 4}{625 \times 4} T_{sp},$$

se observă că numai într-un interval de timp de 4 × 625 linii, deci 4 cadre, sau 8 cîmpuri, încap un număr întreg de perioade de subpurtătoare. Deci, de exemplu, pe iniile *1* din cîmpurile *1, 9, 16* etc., subpurtătoarea revine cu aceeaşi fază (aceasta — fiindcă 1 135 × 625 nu este divizibil cu 4).

Semnale pentru imagini de control

4.27. Se ştie, sau dacă nu—se va constata din tabelul ce urmează, că ordinea descrescătoare a luminanţelor barelor corespunde ordinii alb, galben, turcoaz (cyan) verde, mov (magenta-purpuriu), roşu, albastru şi negru.

Ştiind că luminanţa maximă înseamnă semnal de alb de 1 V_{VV}, iar pentru saturaţia maximă a culorilor amplitudinea semnalelor primare trebuie să fie maximă, se poate alcătui tabelul din figura 4.27R, *a*.

Toate semnalele primare au valoarea 1 pentru alb, sînt zero pentru negru, egale fiecare cu unitatea pentru culoarea primară corespunzătoare — celelalte fiind nule — şi egale două cîte două cu unitatea, cîte unul fiind nul pentru culorile complementare (de ex. : $E_R = 1$; $E_G = 1$ şi $E_B = 0$ pentru galben, complementarul albastrului obţinut din amestecul dintre roşu şi verde).

Celelalte coloane din tabel se calculează ţinînd cont de diferenţele între coloane pentru diferenţele de culoare sau de relaţiile :

$$E_Y = 0{,}30 E_R + 0{,}59 E_G + 0{,}11 E_B ;$$

$$E_C = (E_R - E_Y)\cos \omega_{sp} t + (E_B - E_Y)\sin \omega_{sp} t =$$
$$= |E_c|\sin(\omega_{sp} t + \Phi_C),$$

Culoarea	E_R	E_G	E_B	E_Y	E_R-E_Y	E_B-E_Y	$\|E_C\|$	$E_Y+\|E_C\|$	$E_Y-\|E_C\|$	Φ_C°
Alb	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0
Galben	1	1	0	0,89	+0,11	−0,89	0,89	1,78	0	172
Turcoaz	0	1	1	0,70	−0,70	+0,30	0,76	1,46	−0,06	307
Verde	0	1	0	0,59	−0,59	−0,28	0,83	1,42	−0,24	225
Magenta	1	0	1	0,41	+0,59	+0,59	0,83	1,24	−0,42	45
Roşu	1	0	0	0,30	+0,70	−0,30	0,76	1,06	−0,46	127
Albastru	0	0	1	0,11	−0,11	+0,89	0,89	1	−0,78	352
Negru	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

a

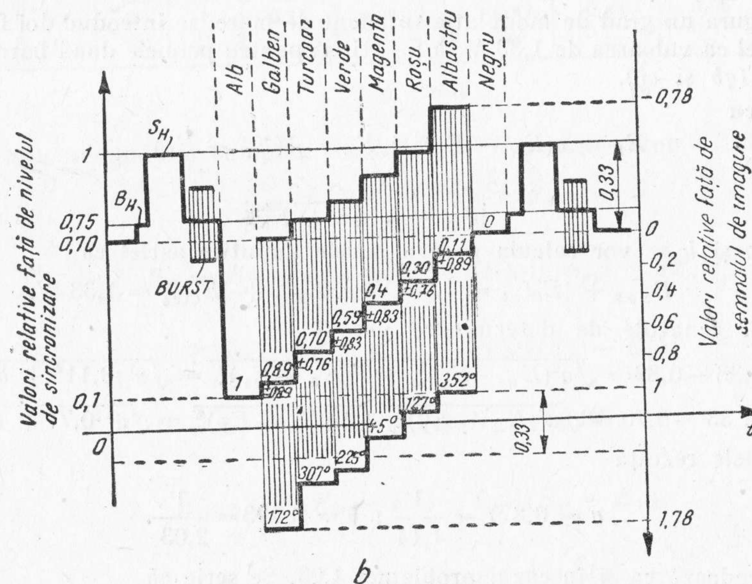


Fig. 4.27R

în care

$$|E_C| = \sqrt{(E_R - E_Y)^2 + (E_B - E_Y)^2}$$

şi

$$\Phi_C = \text{arctg}\,\frac{E_R - E_Y}{E_B - E_Y},$$

iar semnalul complex de *TVC* este

$$E_M = E_Y + E_C + S_{H+V+C}$$

Pentru reprezentare, așa cum este ea făcută în figura 4.27R, *b*, s-au calculat și limitele amplitudinii semnalului complex:

$$E_M = E_Y \pm |E_C|.$$

S-au notat pe diagramă și valorile semnalelor E_Y deasupra barei, E_C cu $\pm$ și faza în grade. Se observă depășirile substanțiale care apar atît în domeniul sincronizării, putînd-o deranja, cît și în sensul albului, care ar conduce la supramodulația emițătorului.

4.28. Din studii aprofundate rezultă că dacă se acceptă în acest caz o supramodulație de 33%, în condiții de culori obișnuite, nu va apărea niciodată o supramodulație a emițătorului.

Astfel, valoarea maximă a semnalului

$$E_M = E_Y + |E_C|$$

va fi redusă la 1,33 V.

Pentru a asigura un grad de modulație suficient de mare, se introduc doi factori de ponderare, *a* și *b*, astfel ca valoarea de 1,33 V să fie atinsă pentru primele două bare de culoare, galben și turcoaz (*gb* și *cy*).

Se notează cu

$$E_V = a(E_R - E_Y) \text{ și } E_U = b(E_B - E_Y)$$

iar

$$|E'_C| = \sqrt{E_U^2 + E_V^2}.$$

Coeficienții *a* și *b* se vor calcula pentru barele amintite astfel ca

$$E_{Ygb} + |E'_C|_{gb} = 1{,}33 \text{ V și } E_{Ycy} + |E'_C|_{cy} = 1{,}33 \text{ V}.$$

Prin urmare, ecuațiile de determinare vor fi

$$|E'_C|_{gb} = 1{,}33 - 0{,}89 = \sqrt{a^2(E_R - E_Y)^2_{gb} + b^2(E_B - E_Y)^2_{gb}} = \sqrt{a^2 \cdot 0{,}11^2 + b^2 \cdot 0{,}89^2};$$

$$|E'_C|_{cy} = 1{,}33 - 0{,}70 = \sqrt{a^2(E_R - E_Y)^2_{cy} + b^2(E_B - E_Y)^2_{cy}} = \sqrt{a^2 \cdot 0{,}7^2 + b^2 \cdot 0{,}3^2}.$$

Efectuînd calculele rezultă

$$a = 0{,}877 = \frac{1}{1{,}14}; \quad b = 0{,}493 = \frac{1}{2{,}03}.$$

4.29. Se procedează ca și în cazul problemei 4.28. Se scrie că

$$E_V = 0{,}877(E_R - E_Y) = \frac{1}{1{,}14}(E_R - E_Y);$$

$$E_U = 0{,}493(E_B - E_Y) = \frac{1}{2{,}03}(E_B - E_Y);$$

$$|E_C| = \sqrt{E_U^2 + E_V^2};$$

$$\Phi_C = \operatorname{arctg} \frac{E_V}{E_U}.$$

Ţinînd seama de aceste relaţii se poate completa tabelul din figura 4.29R.
Ca şi pentru figura 4.27R, *b*, se poate trasa semnalul complex de *TVC* şi în acest caz.

Culoarea	E_R	E_G	E_B	E_Y	E_V	E_U	$\|E_C\|$	$E_Y+\|E_C\|$	$E_Y-\|E_C\|$	Φ_C^0
Alb	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0
Galben	1	1	0	0,89	+0,10	−0,44	0,44	1,33	0,45	167
Turcoaz	0	1	1	0,70	−0,62	+0,15	0,63	1,33	0,07	283
Verde	0	1	0	0,59	−0,52	−0,29	0,59	1,18	0	241
Magenta	1	0	1	0,41	+0,52	+0,29	0,59	1	−0,18	61
Roşu	1	0	0	0,30	0,62	−0,15	0,63	0,93	−0,33	103
Albastru	0	0	1	0,11	−0,10	+0,44	0,44	0,55	−0,33	347
Negru	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 4.29R

4.30. Expresia semnalului complex *CVBS* de *TVC* pentru sistemul NTSC este

$$E_M = E_Y + E_C + S_{H+V+C},$$

cu

$$E_C = E_I\cos(\omega_{sp}t + 33°) \mp E_Q\sin(\omega_{sp}t + 33°),$$

avînd

$$E_I = 0{,}74(E_R - E_Y) - 0{,}27(E_B - E_Y),$$

respectiv

$$E_I = 0{,}60E_R - 0{,}28E_G - 0{,}32E_B$$

şi

$$E_Q = 0{,}48(E_R - E_Y) + 0{,}41(E_B - E_Y),$$

respectiv

$$E_Q = 0.21E_R - 0{,}52E_G + 0{,}31E_B.$$

Şi aici exprimarea se poate face sub forma

$$E_C = |E_C|\sin(\omega_{sp}t + \Phi_C),$$

în care

$$|E_C| = \sqrt{E_I^2 + E_Q^2},$$

iar

$$\Phi_C = 33° + \operatorname{arctg}\frac{E_I}{E_Q},$$

Considerînd acum $\cos 33° = 0,84$ şi $\sin 33° = 0,54$ şi înlocuind E_I şi E_Q, se obţine

$$E_C = 0,88[0,56(E_B - E_Y)\sin \omega_{sp}t + (E_R - E_Y)\cos \omega_{sp}t] = \frac{E_R - E_Y}{1,14}\cos \omega_{sp}t + \frac{E_B - E_Y}{2,03}\sin \omega_{sp}t;$$

$$|E_C| = \sqrt{E_U^2 + E_V^2};$$

$$\Phi_C = \text{arc tg}\,\frac{E_V}{E_U}, \text{ ca în problema 4.29.}$$

Dacă se completează tabelul, se va găsi un tabel identic cu cel din figura 4.29R, cu excepţia coloanelor pentru E_I şi E_Q, care diferă de E_U şi E_V.

Deci ponderarea rezultă implicit şi nivelele de alb şi negru nu sînt depăşite cu mai mult de 33%.

4.31. Se procedează ca în cazul problemelor 4.27 4.28 şi 4.29.

Coeficienţii de ponderare găsiţi sînt chiar cei utilizaţi şi de sistemul PAL.

Expresiile semnalelor sînt

$$E_M = E_Y + E_C + S_{H+V+C};$$

$$E_C = E_U\sin \omega_{sp}t \pm E_V\cos \omega_{sp}t.$$

Dacă

$$|E_C| = \sqrt{E_U^2 + E_V^2}$$

şi

$$\Phi_C = \pm\, \text{arc tg}\,\frac{E_V}{E_U},$$

atunci

$$E_C = |E_C|\sin(\omega_{sp}t \pm \Phi_C).$$

Făcînd calculele în mod analog, se poate completa tabelul din figura 4.31R. Valorile diferă de tabelul 4.29R, numai din cauza valorilor diferite pentru semnalele primare, considerînd luminanţa şi saturaţia de 75%.

Semnalul poate fi trasat ca şi în problemele precedente.

Culoarea	E_R	E_G	E_B	E_Y	E_V	E_U	$\lvert E_C\rvert$	$E_Y+\lvert E_C\rvert$	$E_Y-\lvert E_C\rvert$	Φ_C^o
Alb	0,75	0,75	0,75	0,75	0	0	0	0,75	0,75	0
Galben	0,75	0,75	0	0,66	0,079	−0,325	0,34	1	0,32	167
Turcoaz	0	0,75	0,75	0,53	−0,465	+0,110	0,48	1,01	0,05	283
Verde	0	0,75	0	0,45	−0,395	−0,222	0,45	0,90	0	241
Magenta	0,75	0	0,75	0,30	+0,395	+0,222	0,45	0,75	−0,15	61
Roşu	0,75	0	0	0,23	+0.465	−0,110	0,48	0,71	−0,25	103
Albastru	0	0	0,75	0,09	−0,079	+0,325	0,34	0,43	−0,25	347
Negru	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 4.31R

4.32. Dacă se calculează pentru mira de bare în culori cu luminanța și saturația de 75% semnalele diferență de culoare, se găsesc valorile din tabelul 4.34R. *a*.

Se constată că diferențele de culoare iau valori cuprinse între limitele de mai jos:

$$-0{,}525 \leqslant (E_R - E_Y) \leqslant +0{,}525;$$
$$-0{,}667 \leqslant (E_B - E_Y) \leqslant +0{,}667.$$

În sistemul SECAM se face o ponderare a acestor semnale prin raportarea la unitate, apărînd astfel o expandare a semnalelor.

Coeficienții de ponderare rezultă din această raportare în cazul valorilor extreme de mai sus. Semnele se iau diferite din motive de repartizare a spectrelor.

Astfel:

$$D_R = -\frac{1}{0{,}525}(E_R - E_Y) = -1{,}9(E_R - E_Y);$$

$$D_B = +\frac{1}{0{,}667}(E_B - E_Y) = +1{,}5(E_B - E_Y).$$

Se pot calcula valorile pentru toate barele de culoare care sînt înscrise în tabelul 4.34R. *a*.

4.33. Prin accentuare în *VF* apar salturi de amplitudine mare la trecerea de la o bară la alta. În aceste condiții, la modulatoarele de frecvență vor apărea deviații mari de frecvență, care vor conduce la distorsiuni.

Din motive de lărgime de bandă impusă și pentru a asigura o vizibilitate cît mai redusă pe ecran, s-au ales cele două subpurtătoare f_{0R} și f_{0B} (v. rel. 18).

De asemenea s-au ales deviații maxime de frecvență, care nu trebuie întrecute. Acestea sînt diferite pentru cele două culori și sînt asimetrice:

$$\Delta f_{Rmax} = \begin{cases} +350 \text{ kHz} \\ -500 \text{ kHz} \end{cases} \quad \text{și} \quad \Delta f_{Bmax} = \begin{cases} +500 \text{ kHz} \\ -350 \text{ kHz} \end{cases}$$

S-au normat și deviațiile nominale de frecvență, adică valorile deviațiilor pentru semnale unitare $D_R = 1$ V și $D_B = 1$ V.

Acestea sînt

$$\Delta f_{R1} = 280 \text{ kHz și } \Delta f_{B1} = 230 \text{ kHz}.$$

Din aceste valori se pot deduce nivelele impuse pentru limitare:

$$\frac{\pm \Delta f_{Rmax}}{\Delta f_{R1}} = \begin{cases} +\dfrac{350}{280} = +1{,}25 \\[2ex] \dfrac{500}{280} = -1{,}8 \end{cases} \quad \text{și} \quad \frac{\pm \Delta f_{Bmax}}{\Delta f_{B1}} = \begin{cases} +\dfrac{500}{230} = 2{,}18 \\[2ex] -\dfrac{350}{230} = -1{,}52 \end{cases}$$

Deviațiile de frecvență corespunzătoare valorilor de palier ale semnalelor de bare se pot calcula ca și frecvențele instantanee f_{iR} și f_{iB}:

$$\Delta f_{Rcul} = D_{Rcul}\,\Delta f_{R1};$$
$$\Delta f_{Bcul} = D_{Bcul}\,\Delta f_{B1}$$

şi

$$f_{iR\,cul} = f_{0R\,cul} + \Delta f_{R\,cul};$$
$$f_{iB\,cul} = f_{0R\,cul} + \Delta f_{B\,cul}.$$

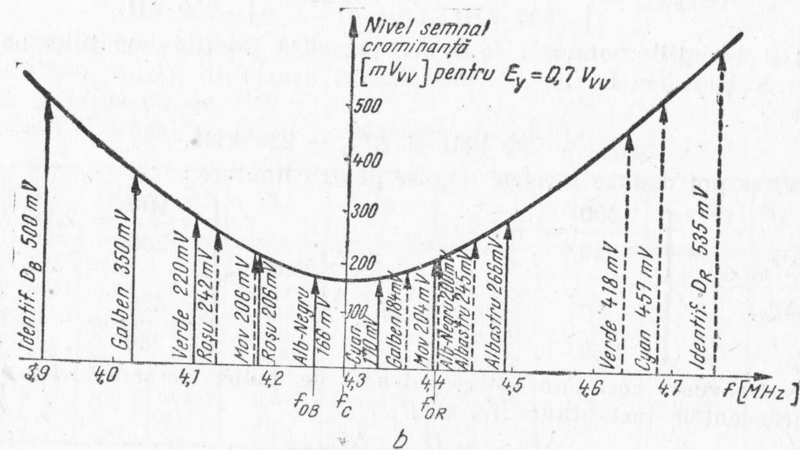
De exemplu, pentru galben (gb) valorile sînt:

$$\Delta f_{R(gb)} = -0{,}16 \cdot 280 = -45 \text{ kHz};$$
$$\Delta f_{B(gb)} = -1 \cdot 230 = -230 \text{ kHz};$$
$$f_{iR(gb)} = 4{,}40625 - 45 = 4{,}36125 \text{ MHz};$$
$$f_{iB(gb)} = 4{,}250 - 230 = 4{,}020 \text{ MHz}.$$

Pentru toate celelalte, rezultatele sînt trecute în tabelul 4.34R, *a*.

Culoarea	E_R	E_G	E_B	E_Y	$E_R - E_Y$	$E_B - E_Y$	D_R	D_B	Δf_R [kHz]	Δf_B [kHz]	f_{iR} MHz	f_{iB} [MHz]	A_R [mV_{vv}]	A_B [mV_{vv}]
Alb	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	4,40625	4,250	206	166
Galben	0,75	0,75	0	0,6675	+0,0825	−0,6675	−0,16	−1	− 45	− 230	4,36125	4,020	184	350
Cyan	0	0,75	0,75	0,525	−0,525	+0,225	+1	+0,34	+280	+ 78	4,68625	4,328	457	170
Verde	0	0,75	0	0,4425	−0,4425	−0,4425	+0,84	−0,66	+235	−152	4,64125	4,098	418	270
Mov	0,75	0	0,75	0,3075	+0,4425	+0,4425	−0,84	+0,66	−235	+152	4,17125	4,402	206	204
Roşu	0,75	0	0	0,225	+0,525	−0,225	−1	−0,34	−280	− 78	4,12625	4,172	242	206
Albastru	0	0	0,75	0,0825	−0,0825	+0,6675	+0,16	+1	+ 45	+230	4,45125	4,480	245	266
negru	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	4,40625	4,250	206	166
Semnale identificare	—	—	—	—	—	—	+1,25	−1,50	+350	−350	4,75625	3,900	535	500

a



b

Fig. 4.34R

4.34. Curba de accentuare în *IF* (curba anticlopot) este dată de factorul de transfer al circuitului:

$$A_{IF} = \frac{1 + jQ\xi}{1 + jkQ\xi},$$

în care: $\xi = \frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f}$; $Q = 16$; $kQ = 1{,}26$, iar $f_c = 4{,}286$ MHz.

Curba se poate trasa la scară liniară sau logaritmică (în dB):

$$|A|_{IF} = \frac{\sqrt{1 + 256\xi^2}}{\sqrt{1 + 1{,}6\xi^2}} \text{ sau } A_{dB} = 10 \log \frac{1 + 256\xi^2}{1 + 1{,}6\xi^2}.$$

La frecvenţa centrală, f_c, amplitudinea subpurtătoarei se ia egală cu 23% din valoarea corespunzătoare excursiei alocate pentru semnalul de luminanţă, respectiv 0,7 V.

Deci $0{,}23 \times 0{,}7 \cong 0{,}160$ V la frecvenţa centrală. Pentru celelalte frecvenţe, corespunzătoare diverselor bare, trebuie făcut calculul în mod similar. Valoarea $|A|_{IF}$ pentru frecvenţa $f_{iR,B}$ a barei respective. Aceasta se va multiplica cu 160 mV.

Rezultatele sînt inscrise în coloanele corespunzătoare din tabelul 4.34R, *a*.

Evident, calculul se face pe aceeaşi curbă pentru ambele semnale (D_R modulat sau D_B modulat), ţinînd însă seama de frecvenţele instantanee corespunzătoare.

De exemplu, pentru roşu se obţin pe rînd:

$D_{R(roşu)} = -1$; $\Delta f_{R(roşu)} = -280$ kHz; $f_{iR(roşu)} = 4{,}40625 - 0{,}280 = 4{,}12625$ MHz;

apoi se calculează:

$$\xi_{roşu} = \frac{f_{iR\,roşu}}{f_c} - \frac{f_c}{f_{iR\,roşu}};$$

$$\xi_{roşu} = \frac{4{,}12625}{4{,}286} - \frac{4{,}286}{4{,}12625} = 0{,}962 - 1{,}0387 = -0{,}076;$$

$$\xi^2_{roşu} = 0{,}588 \cdot 10^{-2}; \quad 256\xi^2 = 1{,}50 \text{ şi } 1{,}26\xi^2 = 0{,}74 \cdot 10^{-2}.$$

Se găseşte

$$|A|_{roşu} = \sqrt{\frac{1 + 1{,}5}{1}} \cong 1{,}58;$$

Ţinînd cont că se acceptă 23% din semnalul E_Y:

$$A_R = 0{,}23 \cdot 1{,}58 = 0{,}36 \text{ V};$$

Dacă pentru luminanţă se alocă doar 0,7 V fără sincro, rezultă:

$$A_R = 0{,}7 \cdot 0{,}36 \cong 0{,}25 \text{ V};$$

Şi aşa se poate face pentru toate celelalte.

○ **De reținut.** Valorile înscrise în tabel sînt valabile pentru mira cu saturație de 75% cu $|A|_{IF} = 0{,}16$ V la $f = f_c$ pentru $E_Y = 0{,}7\ V_{VV}$. S-a trasat totodată și caracteristica $|A|_{IF} = f(f)$ ponderată și s-au figurat amplitudinile semnalelor modulate *MF* cu *MA* suplimentară; cu linie plină pentru D_B și cu linie punctată pentru D_R (v. fig. 4.34R, *b*).

4.35. După tabelul 4.34R, *a* se trasează semnalul complex *CVBS* — SECAM pentru valorile de palier (fig. 4.35R).

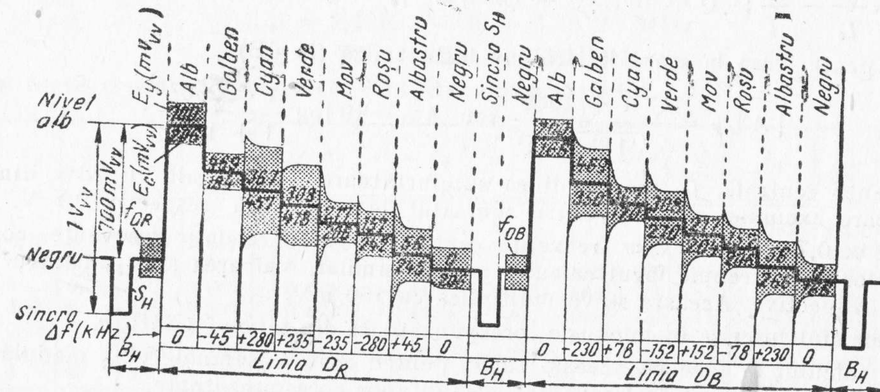


Fig. 4.35R

Forma depășirilor nu rezultă din calcul, dar așa sînt în realitate.

În regiunea supracreșterilor există o frecvență instantanee diferită de cea calculată din cauza accentuării în *VF*, care duce la amplitudini mai mari, deci deviații de frecvență mai mari decît cele corespunzătoare palierelor.

Întrucît în acea regiune frecvența instantanee este diferită, din cauza accentuării în *IF* vor rezulta alte amplitudini.

În concluzie, salturile de amplitudine conduc la variații de frecvență și de amplitudine ale semnalelor de crominanță.

● Decodoare

4.36. Se va folosi un calcul trigonometric. Se exprimă semnalul de crominanță E_C la codare pe o linie *n*, fără eroare de fază:

$$E_C(\varphi) = E_{Cn}(\varphi) = S \sin(\omega_{sp}t + \varphi) = E_U \sin \omega_{sp}t + E_V \cos \omega_{sp}t,$$

în care

$$S = \sqrt{E_U^2 + E_V^2} \quad \text{și} \quad \text{tg}\, \varphi = \frac{E_V}{E_U}.$$

Pe linia următoare $(n+1)$, tot fără eroare de fază, la codor se schimbă faza cu 180° pentru semnalul E_V modulat:

$$E_C^*(-\varphi) = E_{C(n+1)}(-\varphi) = E_U \sin \omega_{sp}t - E_V \cos \omega_{sp}t.$$

Dacă apare o eroare de fază β, de la codor apare pe linia n semnalul:

$$E_C(\varphi+\beta) = E_{Cn}(\varphi+\beta) = E_U \sin(\omega_{sp}t+\beta) + E_V \cos(\omega_{sp}t+\beta) =$$
$$= E_U \sin \omega_{sp}t \cos \beta + E_U \cos \omega_{sp}t \sin \beta + E_V \cos \omega_{sp}t \cos \beta - E_V \sin \omega_{sp}t \sin \beta =$$
$$= (E_U \cos \beta - E_V \sin \beta) \sin \omega_{sp}t + (E_U \sin \beta + E_V \cos \beta) \cos \omega_{sp}t.$$

Pe linia $(n+1)$, cu eroare de fază β, de la codor se va schimba doar faza semnalului E_V modulat:

$$E_C^*(-\varphi+\beta) = E_{C(n+1)}^*(-\varphi+\beta) = (E_U \cos \beta + E_V \sin \beta) \sin \omega_{sp}t +$$
$$+ (E_U \sin \beta - E_V \cos \beta) \cos \omega_{sp}t.$$

În decodor, pe durata liniei $(n+1)$ se dispune pe de o parte de semnalul afectat de eroarea de pe linia n, întîrziat cu $\tau_H = 64\ \mu s$:

$$E_{C(n+1)} = E_{Cn\tau H}(\varphi+\beta)$$

și de semnalul corespunzător liniei $(n+1)$ căruia i se practică o reflectare după axa U, respectiv se schimbă faza semnalului E_V modulat cu 180° prin schimbarea semnului lui $\cos \omega_{sp}t$ în $-\cos \omega_{sp}t$, și se obține:

$$E_{C(n+1)}^*(\varphi-\beta) = (E_U \cos \beta + E_V \sin \beta) \sin \omega_{sp}t + (-E_U \sin \beta + E_V \cos \beta) \cos \omega_{sp}t;$$

se adună apoi semnalele $E_{Cn}(\varphi+\beta)$ întîrziat cu semnalul de pe linia $(n+1)$ căruia i s-a făcut reflectarea și se ia media aritmetică. Astfel, la ieșirea decodorului se obține un semnal:

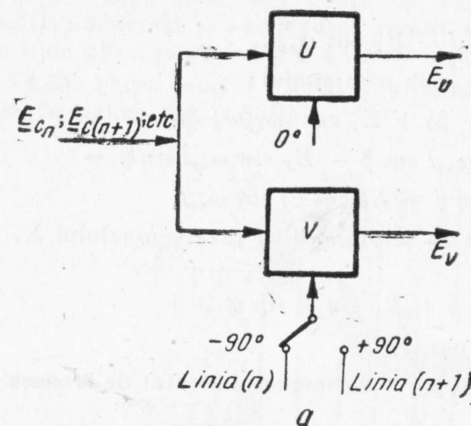
$$\underline{E}'_{C(n+1)} = \frac{\underline{E}_{Cn\tau H}(\varphi+\beta) + \underline{E}_{C(n+1)}^*(\varphi-\beta)}{2} = E'_C(\varphi);$$

$$\underline{E}'_C(\varphi) = \cos \beta [E_U \sin \omega_{sp}t + E_V \cos \omega_{sp}t) = \cos \beta\ \underline{E}_C(\varphi).$$

Se observă că pe linia $(n+1)$ se obține semnalul corespunzător acestei linii $\underline{E}_C(\varphi)$, care în ciuda erorii de fază existente, β, este redat corect ca fază (φ), deci ca nuanță de culoare. Eroarea se manifestă sub forma unei variații de amplitudine, care înseamnă o desaturare a culorii. De aceea factorul $\cos \beta$ se numește factor de desaturare.

4.37. Cele arătate în rezolvarea problemei 4.36 se referă la structura unui decodor simplu PAL$_S$, care practic nu se mai folosește astăzi. Linia de întîrziere lipsea, iar efectul de întîrziere obținut se baza pe capacitatea de integrare a ochiului și pe persistența luminoasă a senzațiilor (ochiul percepe media aritmetică a culorilor date de semnalele de pe două linii succesive).

Singura grijă este aceea de a comuta demodulatorul pentru V cu semnale ale subpurtătoarei cu faze în opoziție față de cele ale codorului, ca în figura 4.37R, *a*, pentru a realiza reflectarea față de axa U.



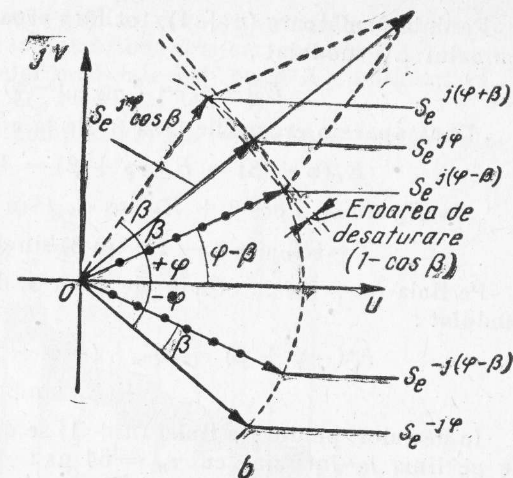


Fig. 4.37R

Cele spuse se pot ilustra şi într-o diagramă de fazori ca în figura 4.37R, *b*.

Se presupune că se transmite semnalul $\underline{E}_C(\varphi) = Se^{j\varphi}$ pe linia n. Pe linia $(n + 1)$, comutînd la codor faza lui E_V se va transmite $\underline{E}_C^*(\varphi) = Se^{-j\varphi}$. Cu eroare de fază, pe cele două linii succesive vor apărea fazorii :

$$\underline{E}_C(\varphi + \beta) = Se^{j(\varphi + \beta)};$$

$$\underline{E}_C^*(-\varphi - \beta) = Se^{-j(\varphi - \beta)}.$$

Dacă se face reflectarea ca în oglindă faţă de axa U, se obţine pe linia $(n + 1)$ fazorul :

$$\underline{E}_C^*(\varphi - \beta) = Se^{j(\varphi - \beta)}.$$

Ochiul percepînd media aritmetică, se obţine compensarea

$$\underline{E}_C(\varphi + \beta)_{COMPENS} = \frac{Se^{j(\varphi + \beta)} + Se^{j(\varphi - \beta)}}{2} = \frac{Se^{j\varphi}(e^{j\beta} + e^{-j\beta})}{2} = Se^{j\varphi}\cos\beta.$$

4.38(R). În cazul apariţiei unei erori de fază β, expresia semnalului va fi :

$$E_C = S_{PAL}\sin[\omega_{sp}t + (-1)^n\Phi + \beta].$$

Conform celor arătate în problema 4.22, la cele două demodulatoare *1* şi *2* din schema din figura 4.38R se introduc ambele subpurtătoare regenerate (cele două demodulatoare sînt duble), respectiv

$$u_{p1} = \sin\omega_{sp}t;$$

$$u_{p2} = \cos\omega_{sp}t.$$

După înmulţire şi filtrare rezultă :

$$E_U = S_{PAL} \cos [(-1)^n \Phi_{PAL} + \beta];$$

$$E_V = S_{PAL} \sin [(-1)^n \Phi_{PAL} + \beta].$$

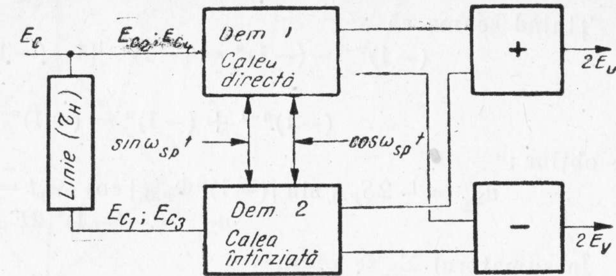


Fig. 4.38R

Cu ajutorul unei linii de întîrziere de $\tau = T_H = 64$ µs şi a două blocuri, unul de sumare şi altul de scădere, se pot combina cele două semnale de pe două linii succesive, cel curent şi cel întîrziat (fig. 4.38R).

La ieşirile celor două demodulatoare duble se obţin următoarele semnale la acelaşi moment de timp (pe calea directă, linia curentă n = par ; pe calea cu întîrziere linia precedentă, deci n = impar) :

$$\text{pentru } n = \text{par} \begin{cases} E_{U1} = S_{PAL} \cos (\Phi_{PAL} + \beta); \\ E_{V1} = S_{PAL} \sin (\Phi_{PAL} + \beta); \end{cases}$$

$$\text{pentru } n = \text{impar} \begin{cases} E_{U2} = S_{PAL} \cos (-\Phi_{PAL} + \beta); \\ E_{V2} = S_{PAL} \sin (-\Phi_{PAL} + \beta). \end{cases}$$

La ieşirea blocului de sumare se obţine :

$$E_{U1} + E_{U2} = S_{PAL}[\cos (\beta + \Phi) + \cos (\beta - \Phi)] = 2S_{PAL} \cos \Phi \cos \beta = 2E_U \cos \beta.$$

La ieşirea blocului de scădere se obţine :

$$E_{V1} - E_{V2} = \pm S_{PAL}[\sin (\beta + \Phi) - \sin (\beta - \Phi)] = \pm 2S_{PAL} \sin \Phi \cos \beta = \pm 2E_V \cos \varphi.$$

Se observă că se recuperează semnalele originale de *VF*, afectate doar de un factor de desaturare. Nuanţa se păstrează corectă.

Semnalul E_V va apărea cu aceeaşi fază (permanent cu +) deoarece pe liniile succesive se comută faza subpurtătoarei la demodulatoarele pentru E_V.

4.39. Conform celor arătate în problema 4.22, expresiile semnalelor în punctul A, de intrare în decodor, în B după o defazare cu π şi în C după o întîrziere cu durata unei linii T_H vor fi :

$$u_A = S_{PAL} \sin [\omega_{sp} t + (-1)^n \Phi_{PAL}];$$

$$u_B = -S_{PAL} \sin [\omega_{sp} t + (-1)^n \Phi_{PAL}], \text{ cu schimbare de semn};$$

$$u_C = S_{PAL} \sin [\omega_{sp} t + (-1)^{n-1} \Phi_{PAL}], \text{ cu faza } \Phi_{PAL} \text{ corespunzătoare liniei precedente.}$$

$$u_D = u_A.$$

În sumatorul Σ_1 se obţine

$$u_{\Sigma_1} = u_B + u_C = S_{PAL} \{\sin [\omega_{sp} t + (-1)^{n-1} \Phi_{PAL}] - \sin [\omega_{sp} t + (-1)^n \Phi_{PAL}]\} =$$

$$= 2S_{PAL} \sin \frac{[(-1)^{n-1} - (-1)^n] \Phi_{PAL}}{2} \cdot \cos \left\{ \frac{[(-1)^{n-1} + (-1)^n] \Phi_{PAL} + 2\omega_{sp} t}{2} \right\}$$

Ţinînd seama că

$$(-1)^{n-1}-(-1)^n = (-1)^{n-1}[1-(-1)] = 2(-1)^{n-1} = -2(-1)^n$$

şi

$$(-1)^{n-1} + (-1)^n = (-1)^{n-1}[1+(-1)] = 0,$$

se obţine :

$$u_{\Sigma_1} = -2S_{PAL}\sin[(-1)^n\Phi_{PAL}]\cos\omega_{sp}t = -2(-1)^n S_{PAL}\sin\Phi_{PAL}\cos\omega_{sp}t\,;$$

$$u_{\Sigma_1} = -(-1)^n\,2E_V\cos\omega_{sp}t.$$

În sumatorul Σ_2 se obţine

$$u_{\Sigma_2} = u_A + u_C = S_{PAL}\{\sin[\omega_{sp}t + (-1)^n\Phi_{PAL}] + \sin[\omega_{sp}t + (-1)^{n-1}\Phi_{PAL}]\} =$$

$$= 2\,S_{PAL}\sin\frac{2\,\omega_{sp}t + [(-1)^n + (-1)^{n-1}]\Phi_{PAL}}{2}\cdot\cos\frac{(-1)^n-(-1)^{n-1}}{2}\,\Phi_{PAL}\,;$$

$$u_{\Sigma_2} = 2\,S_{PAL}\cos\Phi_{PAL}\sin\omega_{sp}t = 2\,E_U\sin\omega_{sp}t.$$

Demodulatoarele vor trebui să primească subpurtătoarele

$$u_{p_1} = -\sin\left[\omega_{sp}t + (-1)^n\frac{\pi}{2}\right] = -(-1)^n\cos\omega_{sp}t\,;$$

$$u_{p_2} = \sin\omega_{sp}t.$$

În aceste condiţii, reducînd la jumătate amplitudinile la ieşirea decodorului se obţin semnalele originale de *VF*.

4.40. Se notează cu $\underline{F}$ fazorul corespunzător semnalului transmis pe linia curentă şi cu $\underline{F}^*$ cel transmis pe linia următoare cu inversarea lui E_V la codor. Succesiunea care apare în punctul *A* din figura 4.39 este $\underline{F}$, $\underline{F}^*$, $\underline{F}$ etc.

În *B* va fi un defazaj de π : $-\underline{F}$; $-\underline{F}^*$; $-\underline{F}$ etc.

În *C* datorită întîrzierii : $\underline{F}^*$; $\underline{F}$; $\underline{F}^*$ etc.

Fazorii corespunzători sînt arătaţi în figura 4.40R, *a*. S-a ales un fazor $\underline{F}$ corespunzător culorii magenta.

Diagrama de fazori corespunzătoare sumatorului Σ_1 va fi cea din figura 4.40R, *b*.

Se observă că se adună fie $\underline{F}^*$ cu $-\underline{F}$, fie pe linia următoare $\underline{F}$ cu $-\underline{F}^*$ şi se obţine succesiv : $-2\,E_V$, $+2\,E_V$ etc.

Acelaşi lucru se poate arăta şi analitic :

$$\underline{F} = F\sin(\omega t + \Phi) = E_V\cos\omega t + E_U\sin\omega t\,;$$

$$\underline{F}^* = -E_V\cos\omega t + E_U\sin\omega t\,;$$

$$-\underline{F} = -E_V\cos\omega t - E_U\sin\omega t$$

şi deci :

$$\underline{F}^* - \underline{F} = -2\,E_V\cos\omega t \text{ etc.}$$

Pentru sumatorul Σ_2 diagrama de fazori este cea din figura 4.40R, *c*. Se adună pe o linie $\underline{F}$ cu $\underline{F}^*$, pe linia următoare $\underline{F}^*$ cu $\underline{F}$ etc. Se obţine permanent la ieşire semnalul $2\,E_U\sin\omega t$.

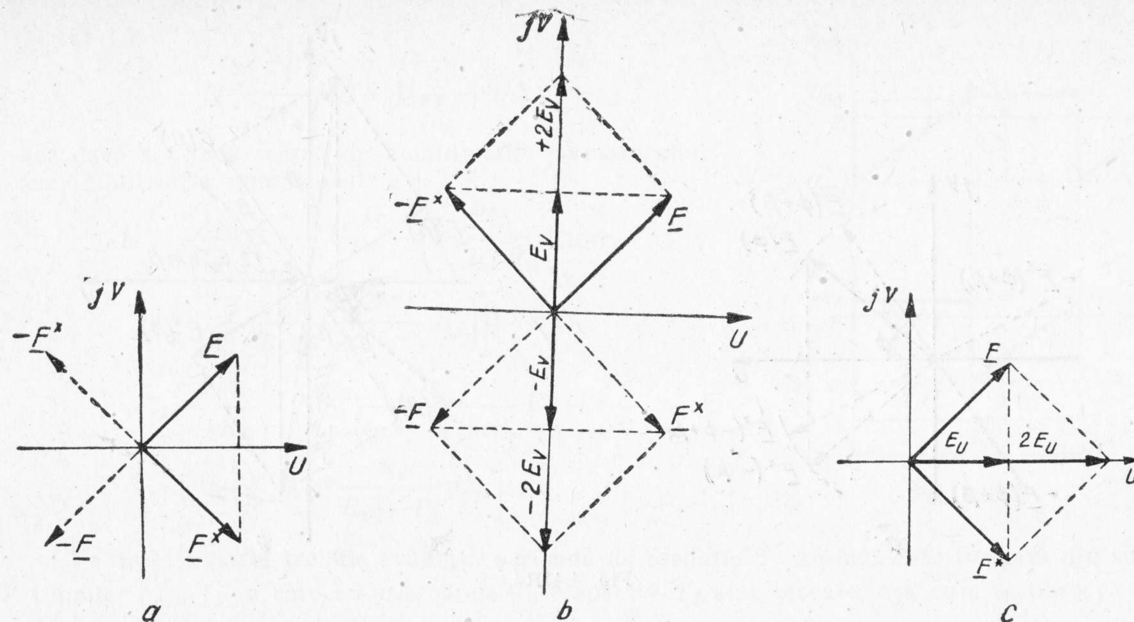


Fig. 4.40R

Se remarcă că la demodulatorul pentru E_V, deoarece pe linia cu $\underline{F}$ (deci cînd se transmite $+E_V$) apare $-2\,E_V\cos\omega t$, secvența de comutare pentru subpurtătoare va fi în antifază cu cea de la emisie, respectiv $-\cos\omega t$, $+\cos\omega t$ etc.

4.41. Dacă apare o eroare de fază β, diagrama de fazori va fi cea din figura 4.41R, *a*. Făcînd sumarea, la ieșirea sumatorului Σ_1 din figura 4.39 se obține diagrama din figura 4.41R, *b*.

Se observă că din cauza distorsiunilor de fază (β) semnalele care intră la demodulatorul E_V nu mai sînt orientate după axa jV, deci cu alte faze decît $\pm 90°$.

Ca urmare apar două componente, una după axa jV, care va fi demodulată dar va avea amplitudinea mai mică (apare desaturația $-\cos\beta$), și alta orientată după axa U, care dispare la demodulare cu $\pm\cos\omega t$. Deci nu va apare diafotie între canalele de crominanță U și V, iar culoarea va fi redată corect ca nuanță.

Analitic se observă același lucru :

$$\underline{F} = E_V\cos(\omega t + \beta) + E_U\sin(\omega t + \beta)\;;$$
$$\underline{F}^* = -E_V\cos(\omega t + \beta) + E_U\sin(\omega t + \beta)\;;$$
$$-\underline{F} = -E_V\cos(\omega t + \beta) - E_U\sin(\omega t + \beta)\;;$$
$$\underline{F}^* - \underline{F} = -2\,E_V\cos(\omega t + \beta) = -2\,E_V[\cos\omega t\cos\beta - \sin\omega t\sin\beta].$$

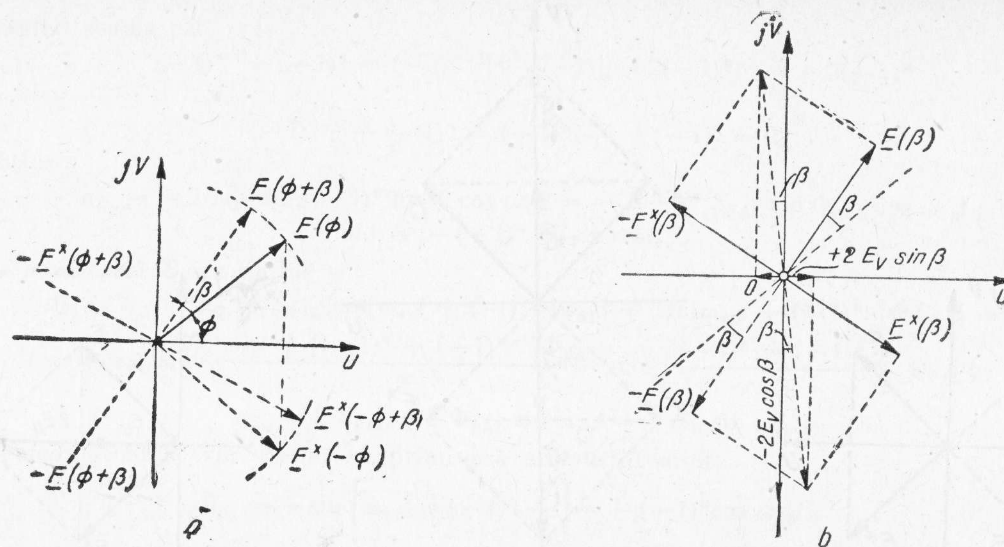


Fig. 4.41R

Primul termen va fi demodulat în demodulatorul de produs cu subpurtătoarea regenerată $-\cos \omega_{sp}t$, dînd la ieşire semnalul dorit cu desaturaţia $2\, E_V \cos \beta$, iar al doilea dispare la înmulţirea cu $\cos \omega_{sp}t$.

4.42. Ţinînd seama de secvenţele care apar la intrarea sumatorului Σ_1 o să rezulte permanent $2\, E_U \sin \omega_{sp}t$, iar la ieşirea lui Σ_2 o să apară $+2\, E_V \cos \omega_{sp}t$; $-2\, E_V \cos \omega_{sp}t$ etc., aşa cum s-a arătat şi în problema 4.39.

În cazul în care apar erori de fază, raţionamentul făcut în aceeaşi problemă rămîne valabil şi aici şi diagramele de fazori sînt valabile, cu deosebirea că la sumatorul Σ_1 apare E_U şi la Σ_2 apare E_V.

Circuite pentru TVC

4.43. Se calculează mai întîi curenţii I_x injectaţi de generatoarele de curent cu tranzistoarele T_1 şi T_2 din figura 4.43.

Pentru tensiuni este valabilă relaţia :

$$E_1^+ = U_x + U_{EB} + U_0 = R_E I_x + U_{EB} + U_0.$$

Deci:

$$I_x = \frac{1}{R_E}(E_1^+ - U_{EB} - U_0),$$

iar dacă se ţinea seama de amplificările sumatorului cu amplificator operaţional:

$$I_x = \frac{1}{R_E}\left[E_1^+ - U_{EB} - \left(-\frac{R_7}{R_1^+ P_1} U_{in} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{R_7}{R_3 + P_2 + P_3} E^-\right)\right];$$

$$I_x = \frac{1}{R_E}\left[E_1^+ - \frac{R_7}{R_3 + P_2 + P_3} E^- - \right.$$

$$\left. - U_{EB} + \frac{R_7}{R_1 + P_1} U_{in}\right].$$

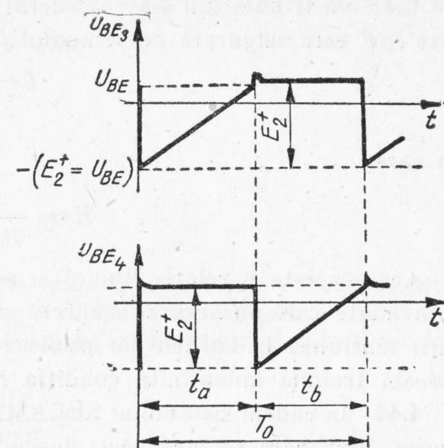


Fig. 4.43R

Pe de altă parte trebuie evaluată perioada de oscilaţie T. Aceasta este formată din suma timpilor t_a şi t_b în care tranzistoarele T_3 respectiv T_4 sînt blocate, aşa cum se observă din diagramele din figura 4.43R:

$$T = t_a + t_b.$$

Ţinînd seama de sarcina electrică transportată de curentul I_x, care dă la bornele condensatoarelor variaţia de tensiune ΔU, se poate scrie

$$I_x t_a = C_4 \Delta U \text{ şi } I_x t_b = C_3 \Delta U,$$

respectiv după exprimarea timpilor t_a şi t_b şi adunare:

$$T = t_a + t_b = \frac{C_4 \Delta U}{I_x} + \frac{C_3 \Delta U}{I_x} = \frac{E_2^+}{I_x}(C_3 + C_4)$$

şi frecvenţa de oscilaţie va fi:

$$f = \frac{1}{T_0} = \frac{I_x}{E_2^+(C_3 + C_4)}$$

sau, înlocuind valoarea pentru I_x se obţine:

$$f = \frac{1}{R_E(C_3 + C_4)E_2^+}\left[E_1^+ - \frac{R_7}{R_3 + P_2 + P_3} E^- - U_{EB} + \frac{R_7}{P_1 + R_1} U_{in}\right]$$

în care f este frecvenţa instantanee. S-a presupus ca din reglajul manual, oscilatorul este reglat chiar pe armonica corespunzătoare a lui f_H, de exemplu $f_0 = 282\, f_H$. Astfel tensiunea

de *CAF* va fi nulă (nu s-a considerat în calcule). Deviația de frecvență Δf a oscilației modulate *MF* este asigurată de semnalul de *VF* de amplitudine U_{in}. Prin urmare:

$$f = f_0 + \Delta f = f_0 + KU_{in},$$

$$\Delta f = KU_{in}$$

în care

$$K = \frac{1}{R_E(C_3 + C_4)E_2^+} \cdot \frac{R_7}{R_1 + P_1}.$$

Aceasta este o relație liniară și s-a putut obține prin folosirea generatoarelor de curent comandate care încarcă sub curent constant condensatoarele C_3 și C_4. Deci pe timpul blocării tensiunea la bornele lor oscilează liniar. Mai trebuie menționat că pentru funcționarea corectă trebuie îndeplinită condiția $E_2^+ \leqslant |U_{BEinv}|_{max}$.

4.44. În cadrul sistemului SECAM, în *VF* trebuie făcută o accentuare a frecvențelor înalte. Legea după care se face acest lucru este

$$A_{VF} = A_0 \frac{1 + j\dfrac{f}{f_1}}{1 + j\dfrac{f}{Kf_1}},$$

în care $K = 3$ și $f_1 = 85$ kHz. A_0 este amplificarea la frecvențe joase.

Pentru schema dată în figura 4.44 amplificările sînt:

$$A_1 = A_3 \cong \frac{R}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1} = A_{01} A(j\omega);$$

$$A_{01} = A_{03} = -\frac{R}{R_1 + R_2} = -1{,}5 \text{ pentru } D_B;$$

$$A_{02} = -\frac{R_6}{R_5};$$

$$A_{01} \cdot A_{02} = 1{,}9 \text{ pentru } D_R;$$

$$\frac{1}{2\pi R_1 C_1} = f_1 = 85 \text{ kHz};$$

$$\frac{1}{2\pi \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1} = Kf_1 = 3 \cdot 85 \text{ kHz}.$$

De aici rezultă că $R_1 = 2\,R_2$.

Amplificările referitoare la semnalele de identificare sînt

$$A_R = \frac{R}{R_3} \cdot \frac{R_6}{R_5};$$

$$A_B = -\frac{R}{R_4}.$$

Alegînd $R_2 = 200\ \Omega$, rezultă $R_1 = 400\ \Omega$, $C_1 = 4{,}7\ nF$.

Rezistenţa de reacţie va fi de cca. $1\ k\Omega = R$.

4.45. Circuitul rezonant serie LC se acordează pe frecvenţa centrală pentru curba anti-clopot : $f_c = 4{,}286$ MHz. Factorul său de calitate Q trebuie să fie astfel aranjat cu ajutorul rezistenţei încît să asigure alura corespunzătoare a curbei după caracteristica standard pentru sistemul SECAM :

$$A_{IF} = A(j\omega) = \frac{1 + jQ\xi}{1 + jKQ\xi},$$

în care :

$$\xi = \frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f}, \text{ cu } f_c = 4{,}286 \text{ MHz};$$

$$Q = 16;$$

$$KQ = 1{,}26 \Rightarrow K = 0{,}078.$$

Prin urmare va trebui să asigurăm :

$$f_c = \frac{1}{2\pi LC};$$

$$Q = \frac{\omega_c L}{r} = \frac{1}{\omega_c C r} = 16;$$

$$KQ = \frac{r}{R + r} Q = 1{,}26.$$

Se alege unul dintre elemente, de exemplu $C = 68$ pF şi vor rezulta din aceste trei condiţii celelalte elemente.

4.46. Fie semnalele avînd pulsaţia ω_1 la intrările multiplicatoarelor :

la X_1 : $u_{11} = U_1 \sin(\omega_1 t + 45°)$;

la X_2 : $u_{12} = U_1 \sin(\omega_1 t - 45°)$,

iar cele cu pulsaţia ω_2

la X_1 : $u_{21} = U_2 \sin(\omega_2 t + 90°)$;

la X_2 : $u_{22} = U_2 \sin \omega_2 t$.

Făcînd produsele şi însumînd se obţine la ieşire

$$u_0 = u_{01} + u_{02} = u_{11} u_{21} + u_{12} \cdot u_{22},$$

în care constantele multiplicatorului se consideră egale cu unitatea :

$$u_0 = U_1U_2\sin(\omega_1 t + 45°)\sin(\omega_2 t + 90°) + U_1U_2\sin(\omega_1 t - 45°)\sin\omega_2 t = \frac{U_1U_2}{2}[\cos(\omega_1 t - \omega_2 t - 45°) - \cos(\omega_1 t + \omega_2 t + 135°) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t - 45°) - \cos(\omega_1 t + \omega_2 t - 45°)].$$

Ținînd seama că :

$$\cos(\omega_1 t + \omega_2 t + 135°) = -\cos(180° - \omega_1 t - \omega_2 t - 135°) = -\cos(45° - \omega_1 t - \omega_2 t) = -\cos(\omega_1 t + \omega_2 t - 45°),$$

rezultă

$$u_0 = U_1U_2\cos[(\omega_1 - \omega_2)t - 45°],$$

deci offsetul dorit. Defazajul de 45° nu are importanță.

4.47. Conform celor arătate în problema 4.46, la ieșirea multiplicatorului X_1 se va obține

$$u_{01} = U_1\sin(\omega_1 t + 90°)\cdot U_2\sin(\omega_2 t + 90°),$$

iar la cel de-al doilea, X_2 :

$$u_{02} = U_1\sin\omega_1 t\cdot U_2\sin\omega_2 t.$$

La ieșirea sumatorului vom avea :

$$u_0 = U_1U_2[\sin(\omega_1 t + 90°)\sin(\omega_2 t + 90°) + \sin\omega_1 t\sin\omega_2 t] = \frac{U_1U_2}{2}[\cos(\omega_1 t - \omega_2 t) - \cos(180° + \omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) - \cos(\omega_1 t + \omega_2 t)].$$

Ținînd seama că :

$$\cos(\omega_1 t + \omega_2 t + 180°) = -\cos(-\omega_1 t - \omega_2 t) = -\cos(\omega_1 + \omega_2)t,$$

rezultă :

$$u_0 = U_1U_2\cos(\omega_1 - \omega_2)t,$$

deci semnalul cu offsetul $f_{sp} - \frac{f_v}{2}$ dorit.

4.48. Schema bloc va trebui să conțină un oscilator pe frecvența $f_{sp} = 4{,}433619$ MHz un etaj de ieșire pentru codor, etajele care să obțină de la semnalul S_V cu frecvența $f_v = 50$ Hz un semnal de frecvență $\frac{f_v}{2} = 25$ Hz, etajele de obținere a offsetului de $f_{sp} - \frac{f_v}{2}$. Mai departe după o limitare care să formeze semnale dreptunghiulare din sinusoida de frecvență dife-

rență necesare pentru tactul lanțului de divizare, urmează blocurile de divizare și multiplicare care să asigure relația de legătură între f_{sp} și f_H

$$f_{sp} = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + \frac{f_v}{2}$$

$$\left(f_{sp} - \frac{f_v}{2}\right) = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H \Rightarrow f_H = \frac{\left(f_{sp} - \frac{f_v}{2}\right)}{284 - \frac{1}{4}}.$$

Deci

$$f_H = \frac{f_{sp} - \frac{f_v}{2}}{\frac{1\,135}{4}} = 4\,\frac{\left(f_{sp} - \frac{f_v}{2}\right)}{227 \times 5}.$$

Asa cum se vede din schema bloc din figura 4.48R, vor fi doi divizori (cu 5 și cu 227) și un multiplicator cu 4.

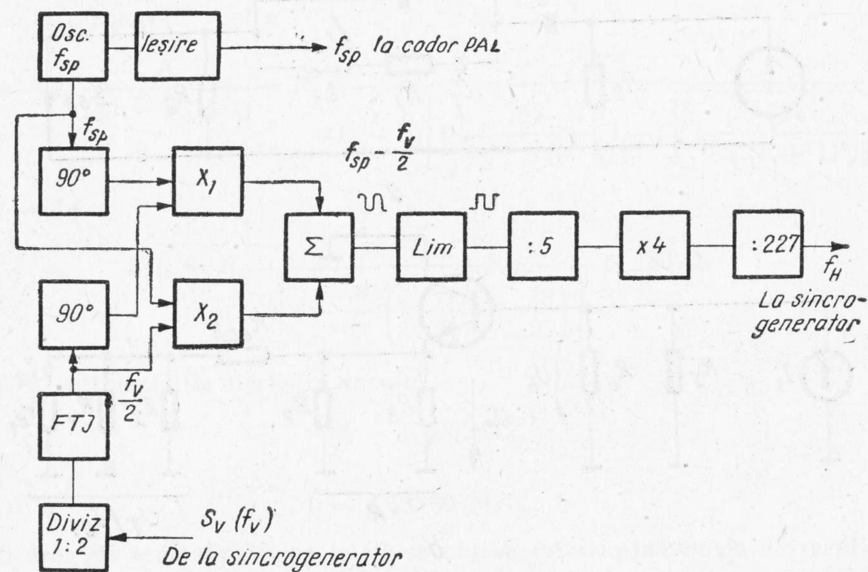


Fig. 4.48R

4.49. a). Tranzistorul T_1 în conexiune cu baza comună se comportă ca un amplificator neinversor, iar tranzistorul T_2, cu sarcină distribuită, repetă în emitor semnalul din colectorul lui T_1. Deci, considerînd emitorul lui T_1 intrare și emitorul lui T_2 ieșire, se obține un amplificator neinversor la care o fracțiune din semnalul de ieșire (dată de cvadripolul de reacție ce cuprinde și rezonatorul cu cuarț) se aplică înapoi la intrarea acestuia.

b) Schema echivalentă a rețelei de reacție este dată în figura 4.49R, *a*.

Expresia impedanței este:

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C_L} + \frac{\frac{1}{j\omega C_0}\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1\right)}{\frac{1}{j\omega C_0} + \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + j\omega L_1} = \frac{1}{j\omega C_L} + \frac{1}{j\omega C_0}\cdot\frac{1 + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1}{1 + \frac{C_1}{C_0} + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1} =$$

$$= \frac{1}{j\omega C_L}\,\frac{1 + \frac{C_1}{C_0} + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1 + \frac{C_L}{C_0}(1 + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1)}{1 + \frac{C_1}{C_0} + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 L_1 C_1}.$$

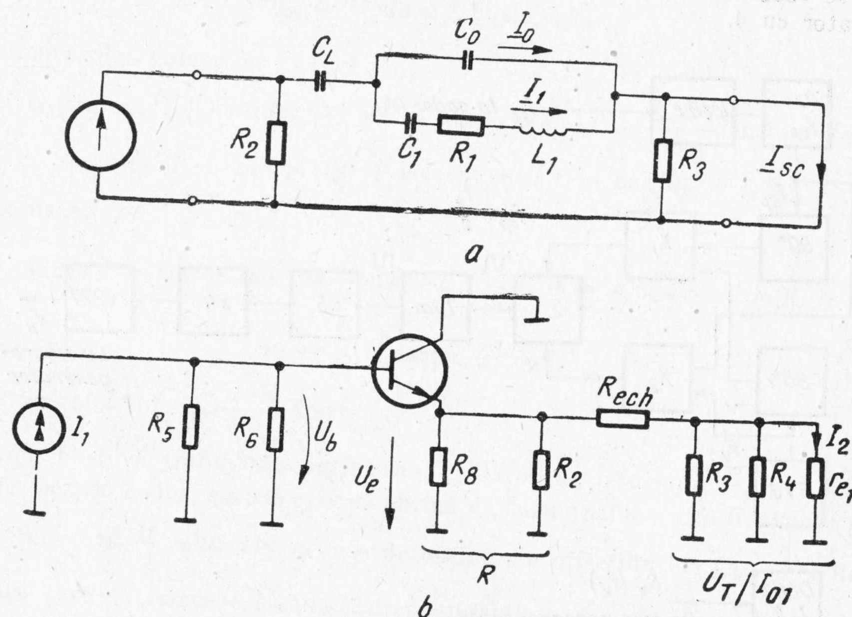


Fig. 4.49R

Notînd $\Omega = \omega^2 L_1 C_1$; $1 + \frac{C_L}{C_0} = K$; $\frac{C_1}{C_0} = \varepsilon$; $\omega C_1 R_1 = \frac{1}{Q}$ se obţine

$$\underline{Z} = X_{\sigma_L} \cdot \frac{\varepsilon + (1 - \Omega^2)K + j\frac{K}{Q}}{-\frac{1}{Q} + j(1 + \varepsilon - \Omega^2)}.$$

La rezonanţă ($\Omega = \Omega_0$) $\underline{Z}$ este pur rezistiv, cu alte cuvinte

$$\frac{\varepsilon + (1 - \Omega^2)K}{-\frac{1}{Q}} = \frac{\frac{K}{Q}}{1 + \varepsilon - \Omega_0^2}.$$

După transformări se găseşte că:

$$\Omega_0^2 = 1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{K+1}{K}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4K}{(K+1)^2}}\right).$$

Impedanţa la rezonanţă va fi:

$$Z_{rez} = X_{\sigma_L} \frac{K}{Q(1 - \Omega_0^2 + \varepsilon)} = R_1 \frac{K}{(K-1)\left[1 - \frac{K+1}{2K}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4K}{(K+1)^2}}\right)\right]},$$

Pentru $K = 4$:

$$Z_{rez} = R_1 \frac{4}{3\left[1 - \frac{5}{8}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{16}{25}}\right)\right]} \cong 180\ \Omega;$$

Frecvenţa de autooscilaţie normată rezultă

$$\Omega_0 = 1{,}0002142$$

şi

$$f_0 = 4{,}43360\ \text{MHz}.$$

c) Amplificarea de semnal mic pe buclă se obţine întrerupînd bucla de reacţie în colectorul tranzistorului T_1, ca în figura 4.49R, *b*, în care R_{ech} este rezistenţa cristalului.

Conform schemei şi notaţiilor din figură se poate scrie:

$$U_2 = r_e I_2;$$

$$U_3 = r_{e1} I_2 + R_{ech} I_2 \left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4}\right);$$

$$I_4 = I_2\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4}\right) + \frac{U_e}{R_2} + \frac{U_e}{R_5} = I_2\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4}\right) +$$

$$+ I_2\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_5}\right)\left[r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4}\right)\right];$$

$$U_5 = U_e + I_e r_{e2} = I_2 \left\{ r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4}\right) + \right.$$

$$\left. + r_{e2}\left[1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1}}{R_4} + \frac{R_2 + R_5}{R_2 R_5}\left(r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3}\right)\right)\right]\right\}$$

$$U_5 = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}\left(I_1 - \frac{I_e}{\beta}\right) = \frac{R_5 R_6}{R_2 + R_6} I_1 = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} I_e + U_e + r_{e2} \cdot I_e.$$

Considerînd $I_b \cong 0$; $R_8 \gg R_2$ şi notînd $\frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} = R_L$ se obţine

$$I_1 R_L = r_{e2} I_2 \left[1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3}\right)}{R_2}\right] + r_{e1} I_2 + R_{ech} I_2 \left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3}\right).$$

Rezultă:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_L}{r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3}\right) + r_{e2}\left[1 + \frac{r_{e1}}{R_3} + \frac{r_{e1} + R_{ech}\left(1 + \frac{r_{e1}}{R_3}\right)}{R_2}\right]}$$

Alegînd

$$R_3 = R_2 = 68\ \Omega$$

şi

$$I_{C1} = 1\ \text{mA} \text{ şi } I_{C2} = 3\ \text{mA},$$

amplificarea pe buclă I_2/I_1 devine

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_L}{25 + 180\left(1 + \frac{25}{68}\right) + 10\left[1 + \frac{25}{68} + \frac{10 + 180\left(1 + \frac{25}{68}\right)}{68}\right]} = \frac{R_L}{321\ \Omega}.$$

Pentru o amplificare inițială pe buclă de 2, ceea ce asigură autoamorsarea oscilațiilor, rezultă $R_L \cong 640\ \Omega$.

d) Calculul elementelor circuitelor de polarizare în curent continuu se face după cum urmează:

$$R_4 + R_{11} = \frac{E^- - U_{BE1}}{I_{C1}} = \frac{6 - 0,6}{1} = 5,4\ k\Omega.$$

Se aleg

$$R_4 = 2,7\ k\Omega;$$
$$R_{11} = 2,7\ k\Omega;$$

$$R_5 + R_{10} = \frac{E^+ - U_{CE1}}{I_{C1}} = \frac{12 - 9}{1} = 3\ k\Omega.$$

Se aleg

$$R_5 = 1,8\ k\Omega;$$
$$R_{10} = 1,2\ k\Omega.$$

Din valoarea $R_L = 640\ \Omega$ rezultă $R_6 = 1\ k\Omega$.

$$R_8 + R_{12} = \frac{E^- - U_{BE2}}{I_{C3}} = \frac{6 - 0,6}{3} = 1,8\ k\Omega.$$

Se aleg

$$R_8 = 1\ k\Omega;$$
$$R_{12} = 820\ \Omega.$$

Se aleg de asemenea

$$R_7 = 1,8\ k\Omega;$$
$$R_9 = 390\ \Omega.$$

e) Capacitatea de acord se realizează cu un condensator semireglabil

$$C_1 = 10\ldots40\ pF,$$

iar toate celelalte condensatoare de cuplaj și de decuplare se iau

$$C = 68\ nF/63\ V.$$

4.50. a) Ținînd cont de impedanța mare de intrare a repetorului pe emitor, semnalul de intrare $u_i(t)$ se obține ca o medie ponderată între $u_1(t)$ și $u_2(t)$:

$$u_i(t) = \frac{\dfrac{R_5R_6}{R_5 + R_6}}{\dfrac{R_5R_6}{R_5 + R_6} + \dfrac{R_3R_4}{R_3 + R_4}}\left[\frac{R_3}{R_3 + R_4}\cdot u_2(t) + \frac{R_4}{R_3 + R_4}\,u_1(t)\right]$$

în care

$$u_1(t) = \frac{R_1 \cdot \left[R_3 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{R_2 + R_4} + \cfrac{1}{R_6} + \cfrac{1}{R_5}} \right]}{R_1 + R_3 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{R_2 + R_4} + \cfrac{1}{R_3} + \cfrac{1}{R_5}}} \cdot s_1(t);$$

$$u_2(t) = \frac{R_2 \left[R_4 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{R_1 + R_3} + \cfrac{1}{R_6} + \cfrac{1}{R_5}} \right]}{R_2 + R_4 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{R_1 + R_2} + \cfrac{1}{R_6} + \cfrac{1}{R_5}}} \cdot s_2(t),$$

$s_1(t)$ şi $s_2(t)$ reprezentînd componentele variabile ale curenţilor de colector din cele două oscilatoare cu cuarţ.

Alegînd rezistenţele R_3 şi R_4 egale între ele şi ţinînd cont că rezistenţele R_1 şi R_2 sînt egale, tensiunile u_1 şi u_2 intervin cu ponderi egale în expresia tensiunii de intrare a repetorului.

b) Întrucît tensiunea de semnal, de mers în gol, la ieşirea oscilatoarelor este de circa 10—12 V_{vv}, cu o lege de variaţie în timp apropiată de forma dreptunghiulară, iar pentru comanda formatorului diferenţial este necesar un semnal cu circa 3—4 V_{vv}, faţă de nivelul de mers în gol la intrarea repetorului trebuie obţinut un semnal de patru ori mai mic. Acest lucru se obţine mărind rezistenţele interne echivalente prin înserierea lui R_3 şi R_4 şi debitînd pe o sarcină de circa patru ori mai mică, sarcină egală practic cu rezultanta rezistoarelor $R_5 R_6$ din divizorul de polarizare a repetorului pe emitor.

Alegînd $R_3 = R_4 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$ rezultă:

$$\frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} \cong \frac{R_2 + R_4}{4} \cong \frac{3{,}3}{4} = 820\ \Omega;$$

Pentru a asigura funcţionarea repetorului în *RAN*, se alege un *PSF* cu $I_{C1} = 4$ mA şi $U_{EC} = 3$ V. Astfel

$$R_7 = \frac{E^+ - U_{EC_1}}{I_{C_1}} \cong \frac{12 - 3}{4} \cong 2{,}2\ \text{k}\Omega.$$

Se alege $R_7 = 2{,}2\ \text{k}\Omega \pm 10\%$.

Tensiunea în baza repetorului T_1 este

$$U_{B1} = U_{EC1} - U_{EB1} = 2{,}4\ \text{V} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} E^+,$$

de unde rezultă coeficientul necesar de divizare :

$$\frac{R_6}{R_5 + R_3} = \frac{U_{B1}}{E^+} = \frac{2,4}{12} = 0,20.$$

Rezistenţa R_5 rezultă

$$R_5 = \frac{\dfrac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}}{\dfrac{R_6}{R_5 + R_6}} = \frac{820}{0,20} = 4,1\ \text{k}\Omega.$$

Se alege $R_5 = 4,3\ \text{k}\Omega \pm 10\%$, iar $R_6 = \frac{R_5}{4} = 1\ \text{k}\Omega$. Se alege $R_6 = 1\ \text{k}\Omega \pm 10\%$;

c) Tranzistorul T_2 împreună cu dioda D formează un amplificator diferenţial cu ieşire asimetrică, avînd ca sarcină un circuit derivaţie amortizat LC_4C_5, acordat pe frecvenţa subpurtătoarei de culoare.

Polarizarea amplificatorului diferenţial ce lucrează în regim de comparator se asigură cu ajutorul a două generatoare de curent constant, realizate cu T_3 şi T_4. Prin decuplarea în regim variabil a anodului diodei cu ajutorul condensatorului C_6, potenţialul mediu al anodului diodei se va stabili la o asemenea valoare la care curentul mediu prin tranzistorul T_2 să fie egal cu diferenţa dintre I_{C3} şi I_{C4}. Aceşti curenţi se aleg într-un raport de 2 : 1 şi astfel se obţine autoechilibrarea în curent continuu a comparatorului.

Circuitul de autoechilibrare face ca legea de variaţie a curentului de colector i_{C2} să prezinte simetrie impară şi în mod corespunzător nu va conţine armonici superioare de ordin par.

Făcînd dezvoltarea în serie, fundamentala pulsurilor de curent de colector va fi de amplitudine

$$I_{sp} = \frac{4}{\pi} I_0;$$

Alegînd $2\ I_0 = 0,8$ mA amplitudinea fundamentalei pulsurilor de curent de colector rezultă

$$I_{sp} = 0,4 \frac{4}{\pi} = 0,5\ \text{mA},$$

Rezistenţa R_9 se calculează :

$$R_9 = \frac{E^- - U_{BE3}}{2\ I_0} = \frac{6 - 0,6}{0,8} = 6,75\ \text{k}\Omega.$$

Se alege $R_9 = 6,8\ \text{k}\Omega \pm 5\%$.

Rezistenţele R_{11} şi R_{12} se aleg egale între ele şi

$$R_{11} = R_{12} = 2,7\ \text{k}\Omega \pm 10\%,$$

Rezistența R_{10} rezultă

$$R_{10} = \frac{E^{+} \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - U_{EB4}}{I_0} = \frac{12 \cdot 0,5 - 0,6}{0,4} = 13,5 \text{ k}\Omega.$$

Se alege $R_{10} = 15$ kΩ ± 5%, iar R_{11} se modifică la valoarea $R_{12} = 2,4$ kΩ.
Se aleg rezistențele de amortizare

$$R_{13} + R_{14} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

și un raport între capacitățile de acord $\frac{C_4}{C_5} = 2$.

Pentru a asigura un factor de calitate de cel puțin $Q_{min} = 10$ capacitatea C_4 trebuie să fie mai mare decît cea rezultată din condiția

$$\frac{1}{\omega_{sp} C_4} \leqslant \frac{R_{13} + R_{14}}{Q_{min}}$$

sau

$$C_4 \geqslant \frac{Q_{min}}{\omega_{sp}(R_{13} + R_{14})} = \frac{10}{2\pi \cdot 4,4 \cdot 10^6 \cdot 3,3 \cdot 10^3} = 100 \text{ pF}.$$

Se aleg

$$C_4 = 500 \text{ pF};$$

$$C_5 = 220 \text{ pF}.$$

Inductanța de acord necesară va fi:

$$L = \frac{1}{\omega_{sp}^2 \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 4,43^2 \cdot 10^{12} \cdot 152 \cdot 10^{-12}} = 8,5 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 8,5 \text{ } \mu\text{H}.$$

Impedanța la rezonanță rezultă

$$Z_p = Q_L X_L \| (R_{13} + R_{14}) \left(1 + \frac{C_4}{C_5}\right)^2.$$

$$\begin{cases} X_L = 2\pi f_{sp} L = 236 \ \Omega; \\ Q_L = 100, \end{cases}$$

$$Z_p = 23,6 \text{ k}\Omega \ \| \ 30 \text{ k}\Omega = 13 \text{ k}\Omega.$$

Amplitudinea fundamentalei tensiunii în colectorul lui T_2 rezultă

$$U_{sp2} = Z_p \cdot I_{sp} = 13 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 6,5 \text{ V}$$

Ținînd cont de divizarea capacitivă C_4, C_5 amplitudinea subpurtătoarei la intrarea divizorului rezistiv R_{13}, R_{14} rezultă de circa 2 V.

4.51. Circuitul de interfață se compune dintr-un comparator integrat CLB 2711 alimentat cu +12 și −6 volți și un circuit pentru translație de potențial cu repetorul T și dioda cu străpungere D.

Semnalul subpurtător sinusoidal, decalat cu 25 Hz în jos, obținut la ieșirea comună a modulatoarelor echilibrate se aplică pe intrarea neinversoare a comparatorului avînd intrarea inversoare conectată la masă. La ieșirea comparatorului se obțin semnale dreptunghiulare cu cele două paliere compatibile cu nivelele TTL corespunzătoare unei alimentări $0 \div +5$ V, cu un fan-out egal cu unu.

Întrucît circuitele logice se alimentează între −5 V și masă, pentru asigurarea compatibilității este necesară intercalarea unui circuit de translație de potențial, care asigură la nivel coborît un fan-out de cel puțin 2.

Acest circuit se compune dintr-un repetor pe emitor avînd ca sarcină în emitor o diodă cu străpungere și o rezistență.

La nivel coborît la ieșire, schema este reprezentată în figura 4.51R, *a*. Întrucît comparatorul lucrează practic în gol, tensiunea de ieșire este negativă de circa −0,5 V, datorită saturării tranzistorului generator de curent constant din etajul de ieșire.

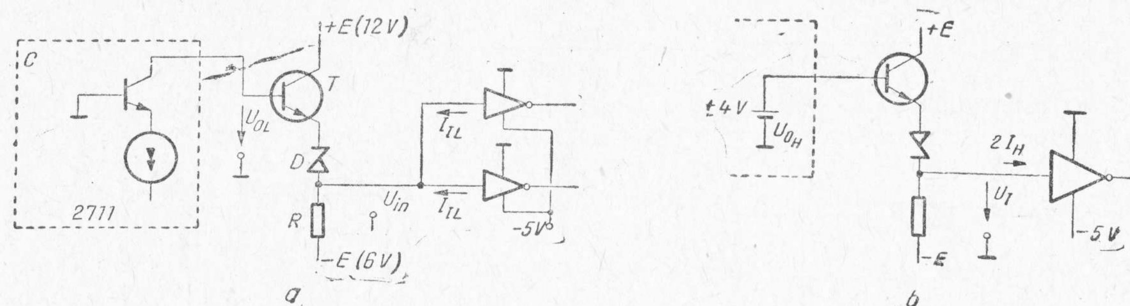


Fig. 4.51R

Pentru a asigura compatibilitatea, se alege o diodă cu străpungere care să fie blocată în această stare, din condiția:

$$U_{0L} - U_{INLmax} - U_{BE\ prag} < U_Z$$

sau

$$U_Z > -0{,}5 - (-4{,}6) - 0{,}6 = 3{,}5 \text{ V}.$$

Dioda cu străpungere fiind blocată, rezistența R se calculează astfel ca doi curenți de intrare I_{IL} să determine o cădere de tensiune suficient de mică pentru ca potențialul intrărilor U_{IN} să nu crească cu mai mult de 0,4 V peste −5 V, care este tensiunea V_{SS} de alimentare pentru circuitele logice. Deci:

$$2\,RI_{ILmax} < (E^- - E_{TTL} + U_{0Lmax}),$$

de unde

$$R < \frac{6-5+0,4}{2\cdot 1,6} = \frac{1,4}{3,2} = 433\ \Omega.$$

Se alege $R = 330\ \Omega$.

La nivel ridicat la ieșire schema corespunzătoare este cea din figura 4.51R, *b*. Tensiunea la ieșirea comparatorului este de minimum +4 V, după dioda cu străpungere potențialul trebuie să fie mai mare decît $U_{IH\ min}$. Deci

$$U_{0H} - U_{BE} - U_Z > -(E_{TTL} - U_{OH\ min}),$$

adică:

$$4 - 0,6 - U_Z > -(5 - 2,4);$$

$$4 + 2,6 - 0,6 > U_Z \Rightarrow U_Z > 6\ \text{V}.$$

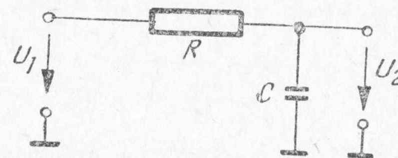
Din cele două condiții pentru dioda cu străpungere se alege **o diodă** cu $U_Z = 5,6$ V de tipul PL5V6.

4.52.(R). Se pot folosi circuite *RC* ca în figurile 4.52R, *a* și *b*. Pentru circuitul din figura 4.52R, *a* funcția de transfer este

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR}.$$

Faza este dată de

$$\text{tg}\,\varphi = -\omega CR.$$



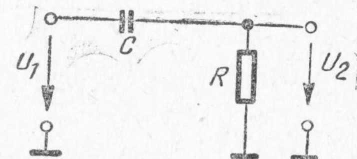


Fig. 4.52R

Pentru defazaj de $\varphi = -45° = -\frac{\pi}{4}$, condiția este

$$\text{tg}\,\varphi = -1 \Rightarrow \omega CR = 1;\ \omega\tau = 1.$$

Se va alege constanta de timp a circuitului astfel ca

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{sp}} = \frac{T_{sp}}{2\pi}.$$

Pentru circuitul din figura 4.52R, *b* funcţia de transfer este

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \text{ şi } \operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega CR}.$$

Pentru defazaj de $\varphi = +45 = + \frac{\pi}{4}$, condiţia este

$$\operatorname{tg} \varphi = 1, \text{ deci } \omega CR = 1.$$

Se va alege constanta de timp τ astfel ca

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{sp}} = \frac{T_{sp}}{2\pi}.$$

4.53. Se alege structura circuitului din figura 4.53R, *a*, care este un etaj cu două ieşiri în antifază urmat de un circuit *CR*. Din diagrama de fazori din figura 4.53R, *b* se observă că tensiunea de ieşire U_0 poate avea un defazaj variabil faţă de tensiunea de intrare, care este în fază cu I_C, respectiv U_E.

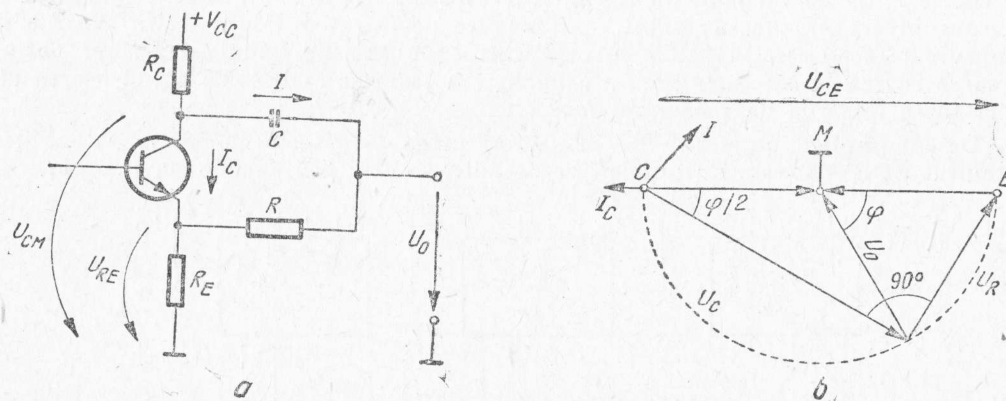


Fig. 4.53R

Se observă că

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{|U_R|}{|U_C|} = \frac{RI}{\dfrac{I}{\omega C}} = \omega RC,$$

respectiv

$$\varphi = 2 \operatorname{arc\,tg} \omega RC.$$

Dacă la o frecvenţă dată $\omega = \omega_0$ se doreşte defazaj de $90° = \pi/2$, trebuie îndeplinită condiţia $\varphi/2 = \frac{\pi}{4}$, deci $\omega RC = 1$.

4.54. Se aleg numărătoare decadice reversibile de tip CDB 4192. Pentru asigurarea divizării se folosesc trei circuite care vor diviza cu 7, cu 2, cu 2, adică trei decade, care corespund unităților, zecilor și sutelor ca în figura 4.54R. Inițiatizarea se face introducînd pe intrările

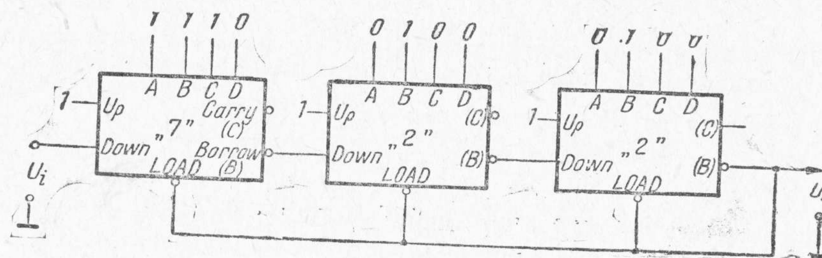


Fig. 4.54R

de date cifrele 7, 2, 2 exprimate în cod binar, respectiv 0111, 0010, 0010. Numărarea se va face în sens invers. De aceea tactul se introduce pe intrarea Count-Down. Ieșirile se iau de la împrumut (*borrow*). După 227 de impulsuri se obține un impuls de ieșire. Tot atunci trebuie să se revină în starea inițială a celulelor. Aceasta se realizează legînd ieșirea ultimei decade la toate intrările de încărcare (*load*).

4.55. Descompunînd numărul 567 în factori primi se găsește că $567 = 3\times3\times3\times3\times7$. Cum circuitul CDB 490 este un numărător decadic, se aleg trei decade ca în figura 4.55R.

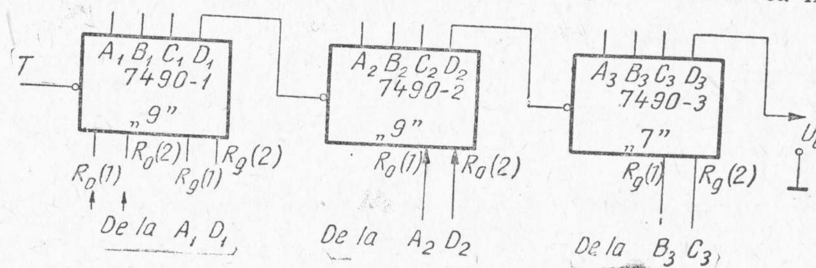


Fig. 4.55R

Deoarece $567 = 9\times9\times7$, două decade vor număra cu 9 și a treia cu 7. Numărarea cu 9 se asigură legînd intrările $R_{0(1)}$ și $R_{0(2)}$ la ieșirile A și D. În loc să revină în starea inițială la al zecelea impuls de tact cînd dă și un impuls la ieșire, din cauza acestei legături, circuitul va reveni în starea inițială la al nouălea impuls, cînd $A = 1$ și $D = 1$, fiindcă are 11 pe intrările de aducere la zero.

Numărarea cu șapte se poate asigura făcînd legăturile B și C la $R_{9(1)}$ și $R_{9(2)}$. Astfel, la al șaselea impuls, cînd stările ieșirilor $ABCD$ sînt 0110, numărătorul va trece în starea 9 avînd 11 pe intrările $R_{9(1)}$ și $R_{9(2)}$. Deci se sar trei stări. Cînd sosește al șaptelea impuls de tact, numărătorul dă impuls la ieșire și revine automat în starea 0.

5. AMPLIFICATOARE DE AUDIO ȘI DE VIDEOFRECVENȚĂ

● Dispozitivul activ la nivel mic

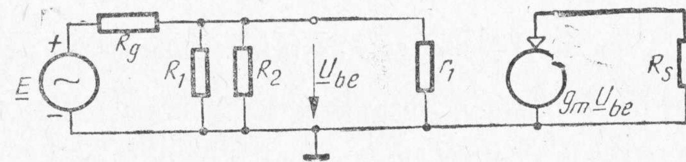
5.1. $R_E \cong \dfrac{|U_{E0}|}{|I_{C0}|} = 2\ \text{k}\Omega\ ;\ R_C = \dfrac{|E_C| - |U_{CE0}| - |U_{E0}|}{|I_{C0}|} = 4\ \text{k}\Omega\ ;$

$$R_1 \cong \frac{|U_{E0}|}{|I_d|} = 2\ \text{k}\Omega\ ;\ R_2 \cong \frac{|E_C| - |U_{E0}|}{|I_d|} = 10\ \text{k}\Omega.$$

5.2. $g_m = 35\ |I_{C0}\ (\text{mA})| \left(\dfrac{\text{mA}}{\text{V}}\right) = 70\ \dfrac{\text{mA}}{\text{V}}\ ;\ r_1 = \dfrac{h_{21}}{g_m} = 2{,}86\ \text{k}\Omega,$

schema fiind reprezentată în figură.

Fig. 5.2R



5.3. $r_1 = \dfrac{h_{21}}{35\ |I_{C0}\ (\text{mA})|}\ (\text{k}\Omega)$. Pentru $|I_{C0}| = 0{,}5$ mA rezultă $r_1 = 5{,}7\ \text{k}\Omega$, iar pentru $|I_{C0}| = 3$ mA se obține $r_1 = 0{,}95\ \text{k}\Omega$.

5.4. $R_E \cong \dfrac{U_{E0}}{I_{C0}} = 500\ \Omega :\ R_1 = \dfrac{U_{E0} + U_{BE0}}{I_d} = 1{,}7\ \text{k}\Omega\ (U_{BE0} \cong 0{,}7\ \text{V})\ ;$

$$R_2 = \frac{E_C - (U_{E0} + U_{BE0})}{I_d} = 10{,}3\ \text{k}\Omega\ ;\ R_C = \frac{E_C - U_{CE0} - U_{E0}}{I_{C0}} = 3\ \text{k}\Omega.$$

5.5. Aplicînd relațiile (12) se obține: $A_u = 275$; $A_i = 440$; $R_{intr} = 7{,}6\ k\Omega$; $R_{ieș} = 19\ k\Omega$.

5.6. Pentru schema echivalentă din figură, se determină $g_m = 35\,|I_{C0}| = 70$ mA/V, $r_{b'e} = \dfrac{h_{21}}{g_m} - r_{bb'} = 2{,}8\ k\Omega$; $r_{bb'} = 50\ \Omega$.

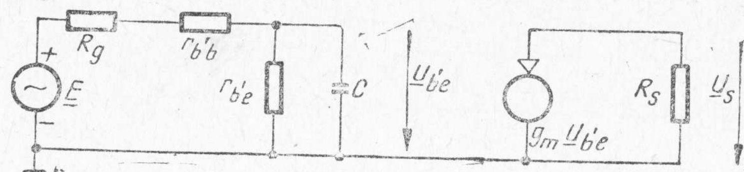


Fig. 5.6R

În domeniul frecvențelor medii se obține:

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_S}{\underline{E}} = -\,g_m R_S \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}} = -\,202.$$

Frecvența limită superioară este $f_s = \dfrac{1}{2\pi C R''} = 149{,}4$ kHz, unde $R'' = 1{,}18\ k\Omega$.

5.7. $f_\beta = f_T/h_{21} = 1{,}4$ MHz; $g_m = 35\,|I_{C0}| = 70$ mA/V; $r_{b'e} = \dfrac{h_{21}}{g_m} - r_{bb'} = 664\ \Omega$; $C_{b'e} = 1/2\pi r_{b'e} f_\beta = 171$ pF; $C = C_{b'e} + g_m R_S C_{b'c} = 1011$ pF; $R'' = 328\ \Omega$; $f_S = 1/2\pi C R'' = 480$ kHz.

5.8. $f_\beta = f_T/h_{21} = 1{,}4$ MHz; $g_m = 35\,|I_{C0}| = 105$ mA/V; $r_{b'e} = \dfrac{h_{21}}{g_m} - r_{bb'} = 426\ \Omega$; $r_{bb'} = 50\ \Omega$; $C_{b'e} = 1/2\pi r_{b'e} f_\beta = 266$ pF; $R'' = \dfrac{r_{b'e}(R_g + r_{bb'})}{r_{b'e} + R_g + r_{bb'}} = 303\ \Omega$; $C = 1/2\pi f_S R'' = 1\,050$ pF, $R_S = (C - C_{b'e})/g_m C_{b'c} = 1{,}24\ k\Omega$. Amplificarea în tensiune este:

$$\underline{A}_u = -\,g_m R_S \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{b'e} + r_{bb'}} = -37{,}6.$$

5.9. $R_{ge} = 714\ \Omega$; $R_E' = 25{,}5\ \Omega$; $C_E = 1/2\pi f_j'' R_E' = 208\ \mu F$.

5.10. $R_E' = \dfrac{R_E(h_{11} + R_g)}{h_{11} + R_g + (h_{21} + 1)R_E} = 16{,}9\ \Omega$, unde $h_{11} = \dfrac{h_{21}}{35\,|I_{C0}|} = 2{,}86\ k\Omega$. Rezultă $f_j'' = 1/2\pi C_E R_E' = 94{,}2$ Hz.

5.11. $g_m = 35\,|I_{C0}| = 70$ mA/V; $h_{11} = h_{21}/g_m = 1{,}43\ k\Omega$; $R_g'' = 1{,}91\ k\Omega$; $C_B = 1/2\pi f_j R_g'' = 2{,}77\ \mu F$.

5.12. $g_m = 35\,|I_{C0}| = 70$ mA/V ; $h_{11} = h_{21}/g_m = 1{,}43$ kΩ ; $R''_g = 1{,}91$ kΩ ; $f'_j = 1/2\pi C_B R''_g = 8{,}33$ Hz ; $R_{ge} = 714$ Ω ; $R'_E = 20{,}8$ Ω ; $f''_j = 1/2\pi C_E R'_E = 76{,}5$ Hz. Frecvența limită inferioară este $f_j = max(f'_j, f''_j) = 76{,}5$ Hz.

5.13 Din schema echivalentă : $U_1 = I_1(r_{bb'} + r_{b'e} + R_E) + g_m U_{b'e} R_E$; $U_{b'e} = r_{b'e} I_1$. Rezultă $U_1/I_1 = R_{intr} = r_{bb'} + r_{b'e} + R_E(1 + g_m r_{b'e})$. Frecvența limită inferioară rezultă $f_j = 1/2\pi C_B R_{ech}$, unde $R_{ech} = R_g + \dfrac{R_B R_{intr}}{R_B + R_{intr}}$;

$R_B = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Pentru aplicația numerică :

$U_{E0} = E_C \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{BE} = 1{,}3$ V; $I_{C0} \cong$
$\cong U_{E0}/R_E = 4{,}33$ mA.

Se obțin:

$g_m = 35 I_{C0} = 151{,}6$ mA/V ; $r_{b'e} = h_{21}/g_m - r_{bb'} = 1{,}27$ kΩ ; $R_B = 833$ Ω ; $R_{ech} = 1{,}833$ kΩ ; $f_j = 4{,}34$ Hz.

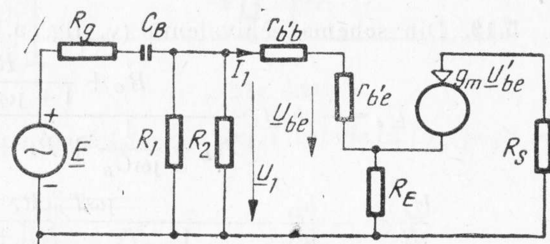


Fig. 5.13R

5.14. $$\underline{A}_u = \frac{(1 + h_{21})R_E}{h_{11} + (1 + h_{21} + \Delta h - h_{12})R_E} \cong \frac{(1 + h_{21})R_E}{h_{11} + (1 + h_{21})R_E};$$

$$R_{ieș} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12}} \cong \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}.$$

5.15. $g_m = 35\,|I_{C0}| = 70$ mA/V ; $h_{11} = h_{21}/g_m = 2{,}86$ kΩ ;

$$A_u \cong \frac{(1 + h_{21})R_E}{h_{11} + (1 + h_{21})R_E} = 0{,}986.$$

5.16. $$R_{ieș} = \frac{h_{11} + R_{ge}}{1 + h_{21} + \Delta h - h_{12} + h_{22}R_{ge}} \cong \frac{h_{11} + R_{ge}}{1 + h_{21} + h_{22}R_{ge}};$$

$$\frac{1}{R_{ge}} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \cong \frac{1}{R_g}.$$

Rezultă :

$$R_{ieș} \cong \frac{h_{11} + R_g}{1 + h_{21}}; \quad g_m = 35\,|I_{C0}| = 105 \text{ mA/V}; \quad h_{11} = h_{21}/g_m = 1{,}9 \text{ k}\Omega;$$

$$R_{ieș} = 14{,}4\ \Omega.$$

● Amplificatorul de videofrecvență la nivel mic

5.17. Pentru întreg amplificatorul frecvența limită superioară este $f_{s2} = f_s(2^{1/2} - 1)^{1/2} = 3{,}22$ MHz.

5.18. Pentru un etaj frecvența limită superioară este $f_s = f_{s3}(2^{1/3} - 1)^{-1/2} = 12{,}75$ MHz.

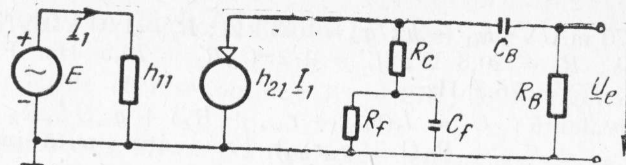


Fig. 5.19R

5.19. Din schema echivalentă (v. fig. 5.19R) se determină $\underline{I}_1 = \underline{E}/h_{11}$ și

$$\underline{U}_e = -h_{21}\underline{I}_1 \frac{R_C + \dfrac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f}}{R_B + \dfrac{1}{j\omega C_B} + R_C + \dfrac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f}} R_B \text{ (divizor de curent).}$$

$$\frac{\underline{U}_e}{\underline{E}} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{j\omega T_B(R_C + R_f) + (j\omega)^2 T_f T_B R_C}{1 + j\omega\left[T_B\left(1 + \dfrac{R_C + R_f}{R_e}\right) + T_f\right] + (j\omega)^2 T_f T_B\left(1 + \dfrac{R_C}{R_B}\right)},$$

unde $T_f = C_f R_f$ și $T_B = R_B C_B$. Pentru $\omega \to \infty$ se obține amplificarea în domeniul frecvențelor medii : $\dfrac{\underline{U}_e}{\underline{E}} = -\dfrac{h_{21}}{h_{11}} \dfrac{R_C R_B}{R_C + R_B}$.

5.20. Amplificarea este de forma :

$$\underline{A}_f(j\omega) = A_0 \frac{1 + \dfrac{1}{j\omega} a}{1 + \dfrac{1}{j\omega} b + \dfrac{1}{(j\omega)^2} c}.$$

Se determină

$$|\underline{A}_f(j\omega)|^2 = A_0^2 \frac{1 + \dfrac{a^2}{\omega^2}}{1 + \dfrac{b^2 - 2c}{\omega^2} + \dfrac{c^2}{\omega^4}}.$$

Condiția de optimizare este : $a^2 = b^2 - 2c$. În cazul concret analizat se obține :

$$\left(\frac{R_C + R_f}{T_f R_C}\right)^2 = \left[\frac{T_B(R_B + R_C + R_f) + T_f R_B}{T_f T_B(R_B + R_C)}\right]^2 - 2\frac{R_B}{T_f T_B(R_B + R_C)}.$$

5.21. Din schema echivalentă (v. fig. 5.21R) se determină :

$$\frac{\underline{U}_e}{\underline{E}} = \frac{-g_m R_C(1 + j\omega\tau_E)}{1 + R_E\left(g_m + \dfrac{1}{r_{b'e}}\right) + \dfrac{R'_g}{r_{b'e}} + j\omega\left[\tau_E\left(1 + \dfrac{R'_g}{r_{b'e}}\right) + \tau_C\left(1 + \dfrac{R_E}{r_{b'e}}\right)\right] + (j\omega)^2 \tau_C \tau_E \dfrac{R'_g}{r_{b'e}}},$$

unde : $R'_g = R_g + r_{b'b}$, $\tau_E = R_E C_E$ și $\tau_C = Cr_{b'e}$. În domeniul frecvențelor medii se obține ($\omega \to 0$) :

$$\frac{\underline{U}_e}{\underline{E}} = \frac{-g_m R_C}{1 + R_E\left(g_m + \frac{1}{r_{b'e}}\right) + \frac{R'_g}{r_{b'e}}}\,.$$

Fig. 5.21R

5.22. Se obține

$$|\underline{A}_S(j\omega)|^2 = A_0^2 \frac{1 + a^2\omega^2}{1 + (m^2 - 2n)\omega^2 + n^2\omega^4},$$

de unde condiția din enunț. La frecvența limită superioară $f_S(\omega_S = 2\pi f_S)$ trebuie ca $|\underline{A}_S(j\omega_S)| = A_0/\sqrt{2}$, de unde rezultă :

$$f_S = \frac{1}{2\pi n}\sqrt{\frac{a^2}{2} + \sqrt{\frac{a^4}{4} + n^2}},$$

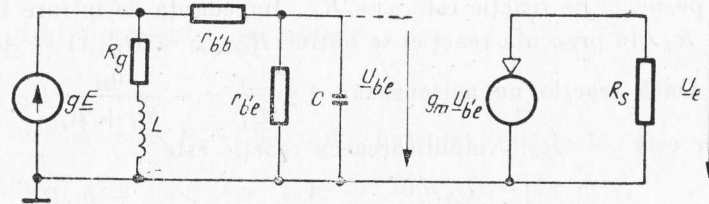
în care s-a ținut seama că $m^2 - 2n = a^2$.

5.23. Relația este :

$$\tau_E^2 = \left[\frac{\tau_E\left(1 + \frac{R'_g}{r_{b'e}}\right) + \tau_C\left(1 + \frac{R_E}{r_{b'e}}\right)}{1 + \frac{R'_g}{r_{b'e}} + R_E\left(g_m + \frac{1}{r_{b'e}}\right)}\right]^2 - 2\,\frac{\tau_C \tau_E R'_g/r_{b'e}}{1 + \frac{R'_g}{r_{b'e}} + R_E\left(g_m + \frac{1}{r_{b'e}}\right)}$$

5.24. Din schema echivalentă (v. fig. 5.24R) se determină

Fig. 5.24R



$$\underline{U}_{b'e} = g\underline{E}\,\frac{R_g j\omega L}{R_g + j\omega L + r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C r_{b'e}}} \cdot \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C r_{b'e}},$$

unde $C = C_{b'e} + g_m R_S C_{b'e}$;.

$$\underline{A}_s(j\omega) = \frac{\underline{U}_e}{\underline{E}} = -g_m g R_S \frac{R_g + j\omega L}{1 + \frac{R_g + r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega\left[C(R_g + r_{bb'}) + \frac{L}{r_{b'e}}\right] + (j\omega)^2 LC}\,.$$

În domeniul frecvențelor medii, se obține

$$A_0 = \underline{A}_s(0) = -g_m g R_s \frac{R_g r_{b'e}}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}};$$

Condiția de optimizare este:

$$\left(\frac{L}{R_g}\right)^2 = \left[\frac{Cr_{b'e}(R_g + r_{bb'}) + L}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}}\right]^2 - 2\frac{LCr_{b'e}}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}}.$$

5.25. Folosind rezultatele problemei 5.24 se obține $\frac{2{,}5R_g^2}{R_g + 300} = 781{,}25$, deci $R_g = R_S = 500\ \Omega$; $C = g_m R_S C_{b'c} = 250$ pF.

Relația de condiție are drept soluție $L = 42\ \mu$H.

Reacția în amplificatoare

5.26. $1 - \underline{W} = 5/0{,}5 = 10$. Amplificarea cu reacție este $\underline{A}_r = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{W}} = 40$. Tensiunea la intrare este egală cu 25 mV.

5.27. $1 - \underline{W} = 2$. Frecvența limită superioară devine 40 kHz.

5.28. Amplificarea dacă reacția nu acționează este $\underline{A} = -\frac{h_{21}}{h_{11} + R_E} R_C$. Funcția de transfer pe bucla de reacție este $\underline{\alpha} = R_E$. Impedanța de intrare în lipsa reacției este $R_{intr} = h_{11} + R_E$. În prezența reacției se obține $R_{intr(r)} = R_{intr}(1 - \underline{A}\underline{\alpha}/R_C) = h_{11} + R_E(1 + h_{21})$.

5.29. Dacă reacția nu acționează: $\underline{A} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_i} = -\frac{h_{21}}{h_{11} + R_e} R_C$. Funcția de transfer în bucla de reacție este $\underline{\alpha} = R_E$. Amplificarea cu reacție este

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_i} = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{A}\underline{\alpha}/R_C} = \frac{-h_{21}R_C}{h_{11} + (1 + h_{21})R_E}.$$

Amplificarea

$$\underline{A}_{r0} = \frac{R_{intr(r)}}{R_g + R_{intr(r)}} \underline{A}_r.$$

Avînd în vedere rezultatul problemei precedente, se obține

$$\underline{A}_{r0} = \frac{-h_{21}R_C}{R_{gi} + h_{11} + (1 + h_{21})R_E};\ h_{11} = h_{21}/g_m;\ g_m = 35\,|\,I_{C0}\,|.$$

5.30. Amplificarea montajului cu bucla de reacția deschisă este $\underline{A} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_C$. Factorul de reacție este $\underline{\beta} = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_1}$. Rezistența de intrare în tranzistor cu bucla de reacție întreruptă este $R_{intr} = h_{11}$. În prezența reacției se obține

$$R_{intr(r)} = \frac{h_{11}}{1 + \frac{h_{21} R_C}{h_{11} + R_1}}.$$

5.31. $\underline{A} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} R_C$; $\underline{\beta} = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_1}$; $\underline{A}_r = \frac{-\frac{h_{21}}{h_{11}} R_C}{1 + \frac{h_{21} R_C}{h_{11} + R_1}}$; $h_{11} = \frac{h_{21}}{35 I_{C0}}$.

5.32. Schema este reprezentată în figură. Deoarece $\underline{A} = 2 \cdot 10^5$ și $\underline{\beta}' = \underline{\beta} = -1$, rezultă $\underline{W} = \underline{A}\underline{\beta}' = -2 \cdot 10^5$ și $\underline{A}_r \cong 1$, iar noua frecvență limită $f_S' = f_S |1 - \underline{W}| \cong f_S |\underline{W}| = 2$ MHz.

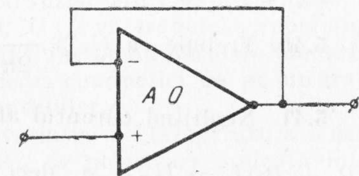


Fig. 5.32R

5.33. Se determină $\underline{\beta}' = \underline{\beta} = -\frac{R_1}{R_1 + R_R} \cong -0{,}01$ și $\underline{W} = \underline{A}\underline{\beta}' = -2 \cdot 10^3$. Amplificarea este $\underline{A}_r = \frac{\underline{A}}{1 - \underline{W}} \cong 100$, iar noua impedanță de ieșire este $\underline{Z}_E' = \underline{Z}_E / |1 - \underline{W}| \cong \underline{Z}_E / |\underline{W}| = 0{,}375\ \Omega$.

Amplificatorul de audiofrecvență de putere cu tranzistoare

5.34. Dacă puterea în sarcină este $P_S = 60$ mW, puterea utilă este $P_u = P_S/\eta_T = \frac{0{,}9^2 I_{C0} U_{C0}}{2}$. Puterea disipată este $P_d = I_{C0} U_{C0} = 2P_S/0{,}9^2 \eta_T = 174$ mW.

5.35. La intrare $P_{intr} = P_u/A_p \cong \frac{U_{BM} I_{BM}}{8} = 44{,}4\ \mu$W. Rezultă $U_{BM} = 154{,}6$ mV și $R_{intr} \cong U_{BM}/I_{BM} = 67{,}2\ \Omega$. Puterea debitată de etajul prefinal este $P_{pr} = P_{intr}(R + R_{intr})/R_{intr} = 375\ \mu$W, iar amplitudinea tensiunii generatorului echivalent $U_{pr} = 0{,}65$ V.

5.36 $R_{intr} = 68{,}2\ \Omega$; $P_u = 49{,}5$ mW ; $P_d = \frac{U_{CM} + U_{Cm}}{2} \cdot \frac{I_{CM} + I_{Cm}}{2} = 144{,}3$ mW; $R_S = 363{,}6\ \Omega$ și $P_{intr} = 41{,}3\ \mu$W.

5.37. $I_{CM} = 2P_u/\xi E_C = 0{,}148$ A ; $R_S = \xi E_C/I_{CM} = 36{,}49$ Ω, deci $n_1/n_2 = R_S/R_d = 2{,}47$; $P_a = 2E_C I_{CM}/\pi = 565{,}3$ mW.

5.38. Rezistența de sarcină pentru un tranzistor este $R_S = \frac{R_d}{\eta_T}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 = 76{,}5$ Ω, unde $n_1/n_2 = 3{,}5$. Puterea utilă maximă în primar ($\xi \cong 1$) este $P_u = \frac{1}{2} E_C^2/R_S = 0{,}53$ W, iar în secundar $P_S = \eta_T P_u = 0{,}425$ W. Puterea absorbită este $P_a = 2E_C I_{CM}/\pi = 0{,}672$ W. Randamentul etajului este $\eta = P_u/P_a = 0{,}785$, iar randamentul global $\eta_g = P_S/P_a = 0{,}63$.

5.39. Pentru $R_S = 4$ Ω, $P_{u\,max} = \frac{1}{2}\left(\frac{E_C}{2}\right)^2 \frac{1}{R_S} = 1{,}12$ W, iar pentru $R'_S = 8$ Ω, $P'_{u\,max} = \frac{1}{2}\left(\frac{E_C}{2}\right)^2 \frac{1}{R_{S'}} = 0{,}56$ W.

5.40. Trebuie ca $C_S \geqslant \frac{1}{2\pi f_i R_S}$; $C_S \geqslant 2\,000$ μF.

5.41. Neglijînd curentul absorbit în bază, $U_{CE} = \frac{R_2}{R_1} U_{BE}$. Pentru aplicația numerică $(R_1 + R_2)I_D = U_{CE}$ și deci $R_1 + R_2 = 7$ kΩ. Deoarece $R_2/R_1 = U_{CE}/U_{BE} = 1{,}4/0{,}63$, rezultă $R_2 = 3{,}15$ kΩ și $R_1 = 3{,}85$ kΩ.

5.42. Curentul maxim de colector este $I_{C\,max} = \frac{E_C}{2R_S} = 5$ A. Puterea maximă absorbită de la sursă $P_a = \frac{I_{C\,max}}{\pi} E_C = 63{,}6$ W. Puterea utilă maximă este $P_u = \frac{1}{2} I_{C\,max}^2 R_S = 50$ W, iar puterea disipată corespunzătoare $P_d = P_a - P_u = 13{,}6$ W.

5.43. Pentru un curent $I_C = K I_{C\,max}$, în care $I_{C\,max} = \frac{E_C}{2R_S}$, se obține $P_a = \frac{I_C}{\pi} E_C = K\frac{E_C^2}{2\pi R_S}$ și $P_u = \frac{1}{2} I_C^2 R_S = K^2 \frac{E_C^2}{4R_S}$, deci $P_d = P_a - P_u = \frac{E_C^2}{2R_S}\left(\frac{K}{\pi} - \frac{K^2}{2}\right)$. Valoarea maximă a puterii disipate rezultă pentru $\frac{dP_d}{dK} = 0$, deci $K = 0{,}636$. În final $P_{d\,max} = 0{,}21 \frac{E_C^2}{4R_S}$, respectiv pentru aplicația numerică $P_{d\,max} = 21$ W.

5.44. Pentru tranzistorul echivalent *npn* se determină : $h'_{11} = h_{11(1)} + (1 + h_{21(1)})h_{11(2)}$; $h'_{21} = h_{21(1)} + h_{21(2)} + h_{21(1)}h_{21(2)}$, iar pentru tranzistorul echivalent *pnp* :

$$h_{11} = h_{11(1)} \;;\; h'_{21} = h_{21(1)} + h_{21(1)}h_{21(2)}.$$

5.45. Rezistența R_B mărește curentul de colector al tranzistorului T_1 în regim de repaus al tranzistorului T_2, ceea ce are ca efect funcționarea tranzistorului T_1 cu h_{21} suficient de mare. Rezistența R_C limitează curentul prin tranzistorul T_1 în cazul unui scurtcircuit al sarcinii.

5.46. Din figura 5.46 se poate scrie că

$$U_{BE} = U_{AB}\frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Deci

$$U_{AB} = \left[1 + \frac{R_1}{R_2}\right] U_{BE}.$$

Pentru diverse rapoarte R_1/R_2 egale cu 1, 2 3 se obține o tensiune U_{AB} care este egală cu $2U_{BE}$, $3U_{BE}$ etc. Montajul este un montaj de diodă multiplicată. Acesta se folosește curent pentru polarizarea bazelor tranzistoarelor finale dintr-un amplificator final de *AF*, *VF* sau baleiaj *V*, realizat cu tranzistoare complementare.

În funcție de complexitatea schemei etajului final (două tranzistoare complementare în clasă *B*, sau mai multe în montaje Darlington, de exemplu), U_{AB} va trebui să reprezinte decalajul de potențial continuu între baze, egal cu căderile de tensiune pe numărul de joncțiuni *BE* care intervin în serie ($2\times 0,6$ V : $3\times 0,6$ V etc.). Astfel trecerea conducției de pe un tranzistor pe altul se va face fără momente de dispariție a curentului i_C.

De asemenea, montajul trebuie să asigure și compensarea variației cu temperatura a tensiunilor *BE* însumate, ale tranzistoarelor finale. Deci tensiunea de polarizare aplicată între baze la tranzistoarele finale trebuie să fie dependentă de temperatură, tinzînd să mențină curentul de colector constant (egal cu cel din *PSF*).

Variația cu temperatura a tensiunii U_{AB} este

$$\frac{\Delta U_{AB}}{\Delta T} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{\Delta U_{BE1}}{\Delta T}.$$

Dacă tranzistorul care joacă rol de diodă multiplicată se montează în contact termic cu tranzistoarele finale, compensarea cu temperatura a tensiunii U_{AB} este asigurată.

5.47. a). Tranzistoarele T_1 și T_2 formează un amplificator diferențial cu ieșire asimetrică în colectorul lui T_1. Etajul următor de amplificare, cu tranzistorul T_3, cu sarcină distribuită în emitor și colector, introduce o inversare și o translație de potențial înapoi spre potențiale mai ridicate. Tensiunea din colectorul lui T_3 este reprodusă la ieșire de repetorul cu tranzistoarele complementare T_5, T_6, prepolarizarea joncțiunilor *BE* fiind asigurată de tranzistorul T_4 în configurație de diodă multiplicată. Tensiunea de la ieșirea repetorului pe emitor, complementar, se aplică prin intermediul divizorului de reacție R_{13}, R_{14}, R_{15} pe baza B_2, reprezentînd intrarea inversoare a amplificatorului diferențial.

Întrucît baza B_1, intrarea neinversoare a amplificatorului diferențial se conectează la potențialul de referință prin rezistența R_2, datorită reacției negative puternice, și baza tranzistorului T_2 se va stabili la un potențial foarte apropiat de zero. Cu alte cuvinte, tensiunea continuă U_2 la ieșirea repetorului complementar poate fi considerată zero.

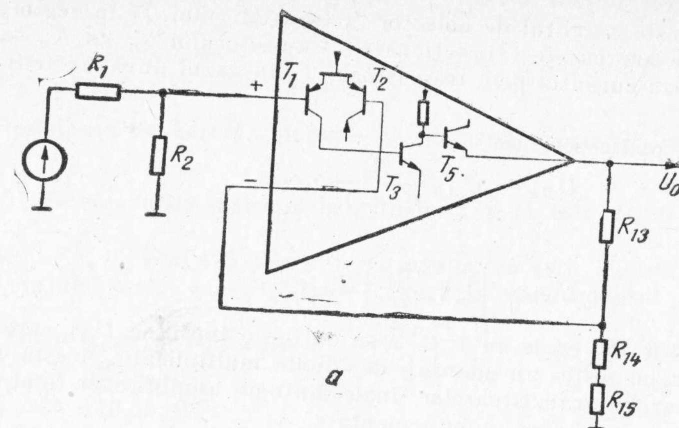
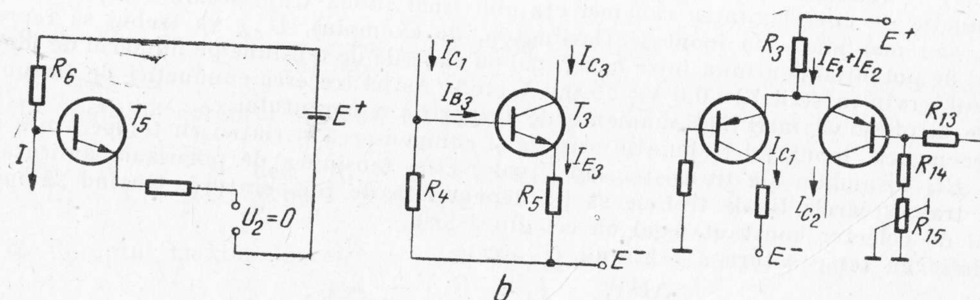


Fig. 5.47R



Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului descris este dat în figura 5.47R, *a*.

b) Neglijînd curenții de bază la calculul punctelor de funcționare și considerînd $|U_{BE}| = 0{,}6$ V, curenții de colector se calculează după cum urmează, pe baza schemelor din figura 5.47R, *b* :

$$R_6 I_{C3} + U_{BE5} + R_9 I_{E5} = E^+,$$

deci

$$I_{C3} \cong \frac{E^+ - U_{BE5}}{R_6} = 6{,}3 \text{ mA}.$$

Curentul I_{C1} se deduce din relația :

$$R_4(I_{C1} - I_{B3}) = U_{BE3} + R_5(I_{C3} + I_{B3}).$$

Neglijînd curentul I_{B3} se obține

$$I_{C1} \cong \frac{U_{BE3} + R_5 I_{C3}}{R_4} = \frac{0{,}6 + 0{,}63}{1{,}2} = 1 \text{ mA}.$$

Curentul I_{C2} se obţine din relaţiile:

$$(I_{E1} + I_{E2})R_3 + U_{EB1} = E^+;$$

$$I_{E1} + I_{E2} \cong \frac{E^+ - U_{EB1}}{R_3} = \frac{12 - 0,6}{5,6} = 2 \text{ mA};$$

$$I_{E1} + I_{E2} \cong I_{C1} + I_{C2} \cong 2 \text{ mA};$$

$$I_{C2} = 2 \text{ mA} - I_{C1} = 1 \text{ mA};$$

$$U_{BC1} = U_{B1} + E^- - R_4 I_{C1} = 0 + 6 - 1,2 = 4,8 \text{ V}.$$

Curentul de repaus I_0 prin repetorul complementar se deduce din relaţia:

$$U_{BE5} + (R_9 + R_{10})I_0 + U_{EB6} = \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right)U_{BE4};$$

$$I_0 = \frac{\left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right)U_{BE4} - U_{BE5} - U_{EB6}}{R_9 + R_{10}} \leqslant \frac{0,4}{30} = 13 \text{ mA}.$$

c) Reacţia negativă de tip serie-paralel face ca impedanţa de intrare pe intrarea neinversoare să fie mult mai mare în modul decît rezistenţa R_2; astfel impedanţa de intrare la frecvenţe medii poate fi socotită egală cu:

$$Z_i = R_i = R_1 + R_2.$$

d) Valoarea mare a amplificării pe buclă determină ca amplificarea cu reacţie să fie egală practic cu inversa funcţiei de transfer a divizorului de reacţie:

$$A = \frac{1}{\dfrac{R_{14} + R_{15}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}}} \cong 1 + \frac{R_{13}}{R_{14} + R_{15}}.$$

Amplificarea globală se obţine prin înmulţirea acestei amplificări cu factorul de divizare introdus de divizorul de intrare R_1, R_2:

$$A_t = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_{13}}{R_{14} + R_{15}}\right).$$

Valorile maximă şi minimă ale acestei amplificări sînt

$$A_{t\ min} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_{13}}{R_{15\ max} + R_{14}}\right) = 1,2;$$

$$A_{t\ max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_{13}}{R_{14}}\right) = 2,2.$$

Rezistenţa de ieşire de cîţiva ohmi împreună cu rezistenţele R_{16}, R_{17} asigură adaptarea la intrare a cablului coaxial cu impedanţa caracteristică de 75 Ω, prin care se transmite semnalul la destinaţia dorită.

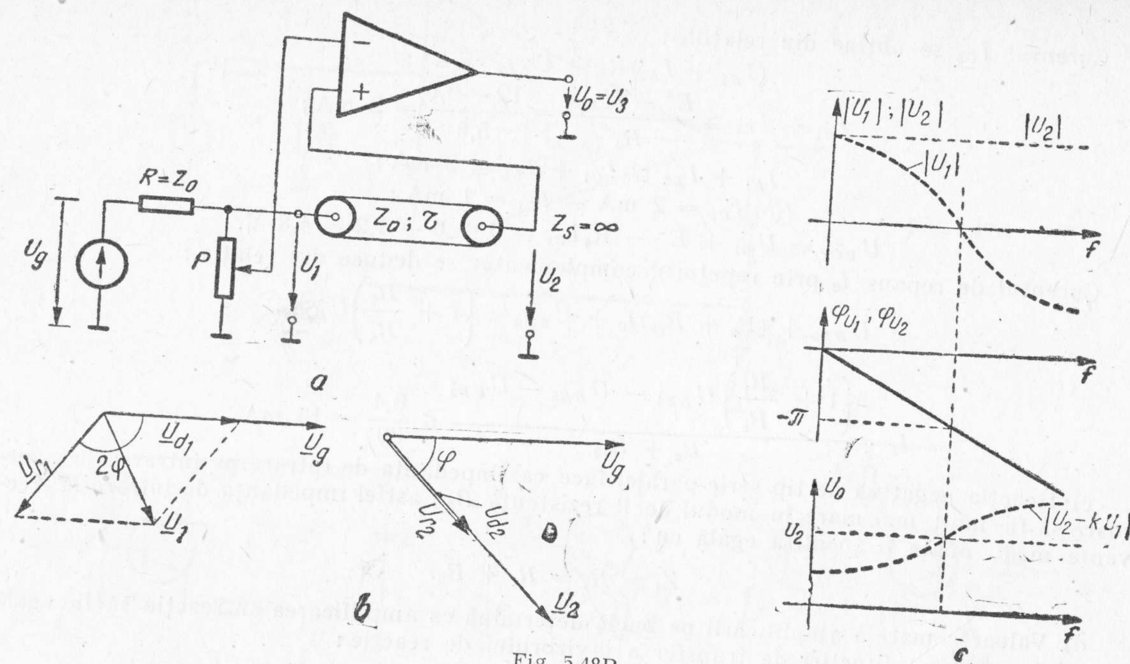


Fig. 5.48R

5.48. În figura 5.48R, *a* se dă schema de principiu a unui corector de apertură. Amplificatorul *AO* reprezentat simbolic în figură este amplificator diferențial.

Linia de întîrziere, cu întîrziere τ, este adaptată la intrare și lăsată în gol la ieșire. Linia se presupune fără pierderi.

Din diagramele de fazori corespunzătoare intrării și ieșirii din figura 5.48R, *b* se vede că la ieșire tensiunea directă și cea reflectată sînt în fază și au același semn. Tensiunea U_2 rezultă din însumarea acestora. Amplitudinea va fi constantă cu frecvența. Datorită întîrzierii τ apare un defazaj φ în raport cu tensiunea dată de etajul anterior (generatorul U_g). La intrare apare un defazaj 2φ datorită întîrzierii duble suferite la ducere și întoarcere.

Se observă că tensiunea U_1 este în fază cu tensiunea U_2, iar amplitudinea va fi variabilă depinzînd de frecvență. U_1 și U_2 au aceeași fază care depinde de frecvența considerată.

Linia este caracterizată de constanta de propagare $\gamma = \alpha + j\beta$.

Tensiunea și curentul de intrare sînt date de ecuațiile liniilor. Dacă acestea se scriu pentru cazul în care $\alpha = 0$ și $\gamma = j\beta$, se obține :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cos \beta l + jZ_0 \underline{I}_2 \sin \beta l ; \\ \underline{I}_1 = \underline{I}_2 \cos \beta l + j\dfrac{\underline{U}_2}{Z_0} \sin \beta l, \end{cases}$$

Deoarece $Z_s = \infty$, rezultă $I_2 = 0$ și

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{U}_2 \cos \beta l; \\ \underline{I}_1 = j \dfrac{\underline{U}_2}{Z_0} \sin \beta l. \end{cases}$$

Impedanța de intrare este

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = -jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l.$$

Tensiunea de intrare este

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_g}{Z_0 + Z_1} Z_1 = -\frac{\underline{U}_g}{Z_0 - jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l} \cdot jZ_0 \operatorname{ctg} \beta l = \frac{\underline{U}_g \cos \beta l}{\cos \beta l + j \sin \beta l}.$$

Deci

$$| U_1 | = | U_g | \cos \beta l = | U_2 | \cos \beta l.$$

Faza φ_1 a semnalului de intrare este

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = -\frac{\sin \beta l}{\cos \beta l} = -\operatorname{tg} \beta l = \operatorname{tg}(-\beta l),$$

deci

$$\varphi_1 = -\omega\tau.$$

Tensiunea de ieșire U_2 este

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_1}{\cos \beta l} = \underline{U}_g (\cos \beta l - j \sin \beta l);$$

$$| U_2 | = | U_g |$$

și

$$\varphi_2 = -\omega\tau = \varphi_1.$$

În figura 5.48R, *c* sînt reprezentate formele de semnale și faza. Tensiunea de ieșire va f reglabilă cu ajutorul potențiometrului P. Ea are expresia

$$| U_0 | = | U_2 - KU_1 |,$$

care va varia după o lege cosinusoidală ca și $| U_1 |$.

Faza variază liniar, deci corectorul nu introduce distorsiuni de fază. Pentru $2\varphi_0 = \pi$ se produce anularea tensiunii U_1. Aceasta înseamnă că $\varphi_0 = \dfrac{\pi}{2}$.

Frecvența de anulare se deduce din condiția

$$2\varphi_0 = 2\omega_0\tau = 4\pi f_0 \tau = \pi,$$

deci

$$f_0 = \frac{1}{4\tau}.$$

6. AMPLIFICATOARE SELECTIVE

6.1. În schema echivalentă coeficienții de priză sînt $n_i = \dfrac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M} = 0{,}9$ și $n_e = \dfrac{C_2}{C_1 + C_2} = 0{,}091$. Rezistența $R_0 = Q_0 \dfrac{(C_1 + C_2)}{\omega_r C_1 C_2} = 21{,}9\ \text{k}\Omega$, iar $R_S/n_e^2 = 121\ \text{k}\Omega$ și $1/h_{22}n_i^2 = 61{,}7\ \text{k}\Omega$; combinația lor în paralel este $R_e = 14{,}3\ \text{k}\Omega$. Factorul de calitate în sarcină rezultă $Q = \dfrac{R_e}{R_0} Q_0 = 65{,}3$, lărgimea benzii de trecere $B_{3\,dB} = f_r/Q = 12{,}25$ kHz, iar amplificarea $A_0 = -n_i n_e \dfrac{h_{21}}{h_{11}} R_e = -23{,}4$.

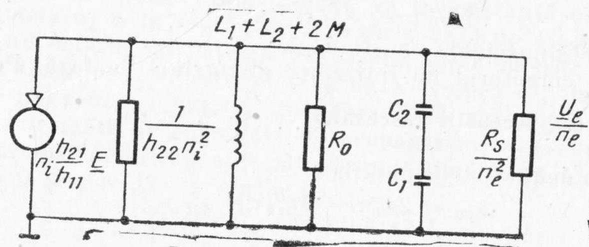


Fig. 6.1R

6.2. $R_a = R_e = 14{,}3\ \text{k}\Omega$, iar amplificarea scade la jumătate ($A_0 = -11{,}7$).

6.3. Din schema echivalentă rezultă

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{n_e}{\frac{1}{R_0} + \frac{n_e^2}{R_S} + h_{22}}; \quad R_0 = \omega_r(L_1 + L_2 + 2M)Q_0 = 15{,}7 \text{ k}\Omega.$$

Valoarea maximă se obține pentru

$$n_e = \sqrt{R_S\left(h_{22} + \frac{1}{R_0}\right)} = 0{,}44,$$

caz în care $|A_0| = \frac{1}{2} \cdot \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_S}{n_e} = 90{,}9$. Factorul de calitate în sarcină este

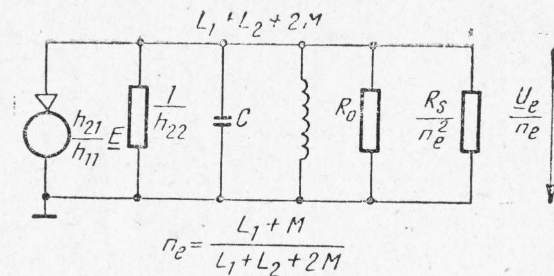


Fig. 6.3R

$$Q = \frac{R_S}{2n_e^2} \frac{1}{\omega_0(L_1 + L_2 + 2M)} = 32{,}9,$$

deci $B_{3dB} = f_r/Q = 30{,}4$ kHz.

6.4. Cu notația $n_e = C_2/(C_1 + C_2)$ se poate scrie pentru factorul de calitate în sarcină Q:

$$\frac{1}{Q} = \frac{B_{3dB}}{f_r} = \left(\frac{1}{R_0} + \frac{n_e^2}{R_S} + h_{22}\right)\frac{1}{\omega_r C}; \quad R_0 = \frac{Q_0}{\omega_r C},$$

din care se determină n_e. Știind că $n_e = C_2/(C_1 + C_2)$, se determină $C_1 = C/n_e$, iar apoi C_2. Amplificarea este

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} n_e \frac{1}{2\pi B_{3dB} C}.$$

6.5. Conform schemei echivalente din figura 6.1R, în care $C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$, notînd cu R_e rezistența echivalentă $\left(\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_0} + h_{22}n_i^2 + \frac{n_e^2}{h_{11}}\right)$ amplificarea este $|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} n_e n_i R_e$. Din condiția de lărgime de bandă rezistența R_e rezultă : $R_e = \frac{f_r}{B_{3dB}} \frac{1}{\omega_r C}$. Se pune deci problema ca produsul $n_e n_i$ să fie maxim cu condiția

$$h_{22}n_i^2 + \frac{n_e^2}{h_{11}} = \frac{1}{R_e} - \frac{1}{R_0} = \omega_r C\left(\frac{B_{3dB}}{f_r} - \frac{1}{Q_0}\right).$$

Notînd $N_i = n_i\sqrt{h_{22}}$ și $N_e = n_e/\sqrt{h_{11}}$, problema se transformă în realizarea produsului $N_i N_e$ maxim cînd $N_i^2 + N_e^2 = K^2$ (unde K este o constantă). Soluția este evidentă : $N_i = N_e = K/\sqrt{2}$. Revenind la vechile notații :

$$n_i = \sqrt{\frac{\omega_r C}{2h_{22}}\left(\frac{B_{3dB}}{f_r} - \frac{1}{Q_0}\right)}; \quad n_e = \sqrt{\frac{\omega_r C h_{11}}{2}\left(\frac{B_{3dB}}{f_r} - \frac{1}{Q_0}\right)}.$$

Amplificarea realizată este

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{2\sqrt{h_{11}h_{22}}}\left(1 - \frac{f_r}{Q_0 B_{3dB}}\right).$$

6.6. Cu rezultatul problemei 6.5 se obțin : $n_i = 0{,}91$; $n_e = 0{,}29$; $|A_0| = 116{,}8$.

6.7. Notînd combinația în paralel a rezistențelor : R_0, $1/h_{22}$ și R_S/n_e^2 cu R_e, unde $n_e = C_2/(C_1 + C_2)$, amplificarea are expresia $|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_e n_e$. Factorul de calitate în sarcină este $Q = f_r/B_{3dB} = 50$. Se poate scrie :

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_0} + h_{22} + \frac{n_e^2}{R_S} \text{ sau } \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{\omega_r C_e}\left(h_{22} + \frac{n_e^2}{R_S}\right),$$

unde capacitatea de acord este $C_e = C_1C_2/(C_1 + C_2)$. Amplificarea mai poate fi scrisă :

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{Q}{\omega_r C_e} n_e = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{Q n_e}{h_{22} + \frac{n_e^2}{R_S}} \cdot \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0}\right),$$

de unde rezultă valoarea optimă $n_e = \sqrt{h_{22}R_S} = 0{,}224$ și amplificarea

$$|A_0| = \frac{h_{21}n_e}{2h_{11}h_{22}}\left(1 - \frac{Q}{Q_0}\right) = 74{,}7.$$

Capacitatea de acord este $C_e = 159$ pF, deci $C_1 = C_e/n_e = 710$ pF și $C_2 = 205$ pF.

6.8. Se determină mai întîi performanțele unui etaj : factorul de calitate în sarcină este Q, unde

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{h_{22}n_i^2 + n_e^2/h_{11}}{\omega_r C},$$

deci $Q = 42{,}8$ și $B_{3dB} = f_r/Q = 11{,}05$ kHz ; amplificarea este

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} n_i n_e \frac{1}{2\pi C B_{3dB}} = 70{,}1.$$

Amplificarea globală este $|A_{03}| = |A_0|^3 = 344\,472$, iar lărgimea benzii de trecere la o atenuare cu 3dB : $B_3 = (2^{1/3} - 1)^{1/2} B_{3dB} = 5{,}63$ kHz.

6.9. Se găsesc $R_{1e} = n_e^2 \frac{Q}{\omega_r C} = 1{,}44$ kΩ, $R_{2e} = n_i^2 \frac{Q}{\omega_r C} = 8{,}54$ kΩ, iar $T_g = \frac{h_{21}}{h_{11}} \omega_r C_p R_{1e} R_{2e} = 0{,}146$.

6.10. Din condiția pentru T_g se obține $R_{1e}R_{2e} = 74{,}4 \cdot 10^3 \Omega^2$. Lărgimea benzii de trecere a unui etaj este $B_{3dB} = (2^{1/3} - 1)^{1/2} B_3 = 392{,}3$ kHz, iar factorul de calitate $Q = f_r/B_{3dB} = 27{,}3$. Amplificarea unui etaj poate fi scrisă

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} n_e n_i \frac{Q}{\omega_r C} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \sqrt{R_{1e}R_{2e}} = 5{,}46,$$

deci amplificarea globală este $|A_{03}| = |A_0|^3 = 162{,}8$.

6.11. Se cunoaște $\sqrt{R_{1e}R_{2e}} = 272{,}8\ \Omega$ și $Q = 27{,}3$. Se pot scrie ecuațiile:

$$\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{\omega_r C}\left(\frac{n_e^2}{h_{11}} + h_{22}\right) \text{ și } n_e \frac{Q}{\omega_r C} = \sqrt{R_{1e}R_{2e}},$$

în care necunoscute sînt C și n_e. Se obține $n_e = 0{,}013$ și $C = 19{,}4$ pF.

6.12. Pentru un etaj $B_{3dB} = B_{n3dB}(2^{1/3} - 1)^{-1/2} = 17{,}65$ kHz. Se poate scrie

$$|A_n(j\omega)| = |A_{0n}|\left\{1 + \left[\frac{2(f - f_r)}{B_{3dB}}\right]^2\right\}^{-3/2}$$

deci $|A_{0n}/A_n(j\omega_1)| = 11{,}18$, unde $f_1 = 479$ kHz.

6.13. Din relația (11) $B_{3dB} = 151{,}6$ kHz.

6.14. Din $\eta_3 = 1/\sqrt{2}$ rezultă pe etaj $\eta = 0{,}89 = 2g/(1 + g^2)$ și deci $g = 1{,}64$. Factorul de calitate este

$$Q_1 = Q_2 = \frac{f_r}{B_C}\sqrt{2}\sqrt{g^2 - 1} = 98{,}34,$$

deoarece pe etaj $B_C = 200$ kHz. Coeficientul de cuplaj este $k = g/\sqrt{Q_1Q_2} = 0{,}0167$.

6.15. Pe etaj $\eta = 0{,}89$. Pentru $b = \dfrac{Q_1}{Q_2} + \dfrac{Q_2}{Q_1} = 3{,}33$, din ecuația (9) rezultă $g = 1{,}73$.

Se determină $\sqrt{Q_1Q_2} = \sqrt{2}\sqrt{g^2 - \dfrac{b}{2}}\, f_r/B_C = 44{,}6$, de unde $Q_1 = 25{,}75$ și $Q_2 = 77{,}25$.

Coeficientul de cuplaj este $k = g/\sqrt{Q_1Q_2} = 0{,}039$.

6.16. Se obține $k + C_C/(C + C_C) = g/\sqrt{Q_1Q_2} = 0{,}02$. Capacitatea de acord este $(C + C_C) = \dfrac{1}{\omega_r^2 L} = 1{,}15$ nF. Rezultă $C_C = 23$ pF și $C = 1{,}12$ nF. Lărgimea de bandă este $B_{3dB} = \sqrt{2} f_r/\sqrt{Q_1Q_2} = 13{,}3$ kHz iar amplificarea

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}}\ \frac{Q}{2\omega_r(C + C_C)} = 368.$$

6.17. Schema echivalentă este reprezentată în figură. Factorii de calitate sînt $Q_1 = Q_2 = \sqrt{2}\, f_r/B_{3dB} = 28{,}2$. Coeficientul de cuplaj este $k = C_C/(C + C_C) = g/\sqrt{Q_1Q_2} = 0{,}0355$

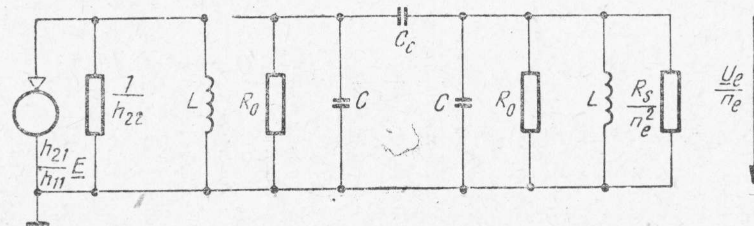


Fig. 6.17R

deci $C_c = (C + C_c)k = 35{,}5$ pF. Este necesar ca $\frac{1}{h_{22}} = \frac{n_e^2}{R_s}$ deci $n_e = 0{,}224$. Amplificarea este

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{h_{11}} n_e \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{2\omega_r(C + C_c)} = 25{,}1$$

6.18. Se obține $B_{3dB} = \sqrt{2}\, f_r/Q = 9{,}4$ kHz ;

$$|A(j\omega_1)|/|A_0| = \left\{1 + \left[\frac{2(f_1 - f_0)}{B_{3dB}}\right]^4\right\}^{-1/2} = 0{,}0245.$$

6.19. Schema echivalentă a amplificatorului este reprezentată în figură. Pentru neuniformitatea de 3 dB este necesar ca $g = 2{,}41$. Notînd $Q_1 = Q_2 = Q$ se obține

$$Q = \sqrt{2}\, \frac{f_r}{B_c} \sqrt{g^2 - 1} = 50.$$

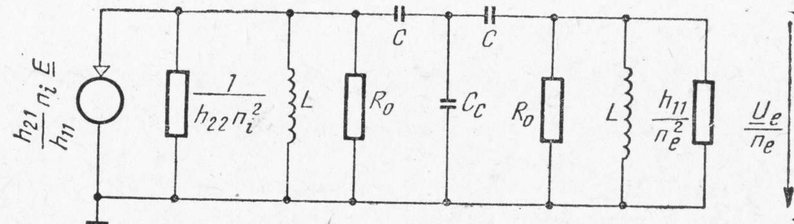


Fig. 6.19R

Coeficientul de cuplaj este $k = C/(C + C_c) = g/Q = 0{,}0482$, deci $C_c = 19{,}75$ nF. Din

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\omega_r C_a}\left(\frac{1}{R_0} + \frac{n_e^2}{h_{11}}\right) = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{\omega_r C_a}\, \frac{n_e^2}{h_{11}},$$

unde $C_a = \frac{C(C + C_c)}{2C + C_c} = 0{,}954$ nF, se găsește

$$n_e = \sqrt{\frac{(Q_0 - Q)\omega_r C_a h_{11}}{Q Q_0}} = 0{,}31.$$

Din condiția $Q_1 = Q_2$ rezultă

$$\frac{1}{h_{22} n_i^2} = \frac{h_{11}}{n_e^2} \text{ și } n_i = n_e/\sqrt{h_{11} h_{22}} = 0{,}98.$$

Amplificarea este

$$|A_0| = \frac{h_{21}}{2\sqrt{2}\, h_{11}} n_i n_e \frac{Q}{\omega_r C_a} = 45.$$

6.20. Din $\eta = 0{,}891 = 2g/(1 + g^2)$ rezultă $g = 1{,}62$. Se obține

$$Q = \sqrt{2}\, \frac{f_r}{B_Q} \sqrt{g^2 - 1} = 96{,}4,$$

La curentul de colector $|I_{C0}|=2$ mA panta este $g_m = h_{21}/h_{11} = 70$ mA/V. Amplificarea unui etaj are expresia

$$|A_0| = g_m n_i n_e \frac{Q}{2\pi f_r(C + C_G)} \cdot \frac{g}{1 + g^2} = 11{,}23.$$

Întreg amplificatorul are amplificarea $|A_{03}| = |A_0|^3 = 1\,416{,}25$, lărgimea de bandă în sens Cebîşev $B_{3G} = B_G = 200$ kHz şi neuniformitatea $\eta_3 = \eta^3 = 0{,}707$, adică 3 dB.

6.21. Se determină

$$R_{1e} = n_e^2 \frac{Q_2}{\omega_r(C + C_C)} = 35{,}9\ \Omega\,;\quad R_{2e} = n_i^2 \frac{Q_1}{\omega_r(C + C_C)} = 3{,}58\ \text{k}\Omega$$

Modulul fazorului de reacţie este $T_g = g_m \omega_r C_p R_{1e} R_{2e} = 0{,}15$. Performanţele predeterminate rămîn valabile cu aproximaţie acceptabilă.

7. OSCILATOARE ŞI SCHIMBĂTOARE DE FRECVENŢĂ

Oscilatoare LC

7.1. Ţinînd seama că la punerea în funcţiune a oscilatorului, oscilaţiile trebuie să se amorseze foarte uşor şi că este de dorit o bună stabilitate a frecvenţei, se alege $\frac{S}{S_0} \cong 0,6$; rezultă pentru $S_0 = 85$ mA/V, panta oscilatorului (de semnal mare) $S = 0,6 S_0 = 51$ mA/V. Se ştie că factorul de calitate este $Q = \frac{\omega L_3}{R} = \frac{X_1 + X_2}{R}$; pentru o bună stabilitate a frecvenţei (vezi problema 7.2) $Z_{in} = Z_{ieş}$ sau $X_1 = X_2$; se obţine $Q = \frac{2}{\omega C_1 R}$ sau $R = \frac{2}{\omega C_1 Q} = \frac{2\,|X_1|}{Q}$. Din relaţia (8, *b*) se află

$$X_1^2 = \frac{R}{S} = \frac{2|X_1|}{SQ}$$

sau

$$X_1 = -\frac{2}{SQ} = -0,79\ \Omega;$$

se alege $C_1 = 200$ nF. Pe de altă parte se află din relaţia (6)

$$L_3 = \frac{-2X_1}{\omega} = \frac{4}{\omega SQ} = 0,249\ \mu F;$$

se alege $L_3 = 0,25\ \mu F$.

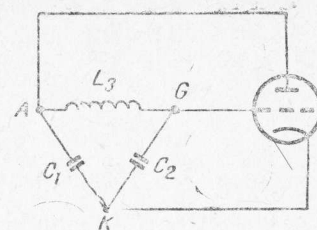


Fig. 7.2R

7.2(R). Se pleacă de la oscilatorul reprezentat în figura 7.2R (în care nu s-au reprezentat polarizările tubului). Se presupune că dintr-o cauză oarecare (variația temperaturii, a tensiunilor de alimentare etc.) s-a produs variația capacității C_1 cu ΔC_1. Aceasta determină o modificare a frecvenței cu Δf, numită *deriva electronică* a frecvenței. Să determinăm relația ce există între Δf și ΔC și condițiile pentru ca Δf să fie cît mai mic. Capacitatea de acord a circuitului oscilant este $C = \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ și la scăderea ei se produce o modificare a lui f determinată de relația

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C},$$

dedusă prin derivare din relația (6). Este necesar să se afle legătura între ΔC și ΔC_1. Se determină impedanța $\underline{Z}_{AK}$ între punctele A și K și impedanța $\underline{Z}_{AG}$ între punctele A și G, presupunînd Δf foarte mic și R — rezistența circuitului oscilant — de asemenea foarte mică, atunci cînd în paralel pe C_1 a apărut ΔC_1:

$$\underline{Z}_{AK} \cong \frac{\dfrac{1}{j\omega C_1} j\left(\omega L_3 - \dfrac{1}{\omega C_2}\right)}{R + j\left[(\omega + \Delta\omega) L_3 - \dfrac{1}{\omega\left(1 + \dfrac{\Delta\omega}{\omega}\right)\dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}\right]} - \frac{1}{j\omega \Delta C_1};$$

în relația de mai sus la numărător s-a neglijat R față de $\omega L_3 - \dfrac{1}{\omega C_2}$. Ținînd seama de relația (6) se scrie

$$\underline{Z}_{AK} \cong \frac{\dfrac{1}{\omega^2 C_1^2}}{R + j\left[\omega L_3 - \dfrac{1}{\omega C}\left(1 - \dfrac{\Delta\omega}{\omega}\right) + \Delta\omega L_3\right]} - \frac{1}{j\,\omega \Delta C_1} =$$

$$= \frac{\dfrac{1}{\omega^2 C_1^2}}{R + j2\Delta\omega L_3} - \frac{1}{j\omega\Delta C_1} = \frac{X_1^2 [R - j2\Delta\omega L_3]}{R^2 + 4\Delta\omega^2 L_3^2} -$$

$$- \frac{1}{j\omega\Delta C_1} = \frac{X_1^2}{R} - j\frac{2L_3}{R} \cdot \frac{X_1^2}{R}\Delta\omega + j\frac{1}{\omega\Delta C_1}.$$

Dar același efect asupra frecvenței ar apărea dacă s-ar modifica nu C_1, ci C cu ΔC. În această situație

$$\underline{Z}_{AG} \cong \frac{\frac{L_3}{C}}{R + j2\Delta\omega L_3} - \frac{1}{j\omega\Delta C} \cong \frac{L_3}{CR} - j\frac{2L_3}{R}\cdot\frac{L_3}{CR}\Delta\omega + j\frac{1}{\omega\Delta C}.$$

În aceste relații s-au neglijat $4\Delta\omega^2 L_3^2$ față de R^2. Deci la apariția lui $-\Delta C_1$ sau $-\Delta C$ frecvența se modifică cu Δf. Ținînd seama că $Z_{ieș} = \frac{X_1^2}{R}$, $Z_{in} = \frac{X_2^2}{R}$ și $Z_r = \frac{L_3}{CR}$ (impedanța circuitului acordat) și că circuitul este acordat, se poate scrie că $\underline{Z}_{AK}$ și $\underline{Z}_{AG}$ sînt reale, deci

$$-2\frac{L_3}{R}Z_{ieș}\Delta\omega + \frac{1}{\omega\Delta C_1} = 0,$$

$$-2\frac{L_3}{R}Z_r\Delta\omega + \frac{1}{\omega\Delta C} = 0$$

și

$$\frac{\Delta C}{\Delta C_1} = \frac{Z_{ieș}}{Z_r}.$$

Din relația de mai sus se poate scrie

$$\frac{\Delta f_1}{f} = \frac{1}{2}\cdot\frac{Z_{ieș}}{CZ_r}\Delta C_1,$$

unde Δf_1 este modificarea frecvenței cînd C_1 a scăzut cu ΔC_1. Dacă și C_2 scade cu ΔC_2, frecvența se va modifica cu Δf_2 dedusă similar

$$\frac{\Delta f_2}{f} = \frac{1}{2}\frac{Z_{in}}{CZ_r}\Delta C_2.$$

Avînd în vedere că la modificarea unor parametri în general și C_1 și C_2 se modifică și că $\Delta C_1 \cong \Delta C_2 = \Delta C$, se poate scrie variația totală a frecvenței

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{f} = \frac{1}{2}\cdot\frac{\Delta C}{CZ_r}[Z_{in} + Z_{ieș}].$$

Deoarece din relația (8, *b*) se știe că $Z_{in}Z_{ieș} = \frac{1}{S^2} = const.$, rezultă că minimul lui $\underline{Z}_{in} + Z_{ieș}$ se obține atunci cînd $Z_{in} = Z_{ieș}$. În aceste condițiuni $\frac{\Delta f}{f}$ este minim, deci oscilatorul are stabilitate de frecvență **maximă**.

7.3. Se pleacă de la relația lui $\frac{\Delta f}{f}$ din problema 7.2, se înlocuiește $Z_{in} = Z_{ieș} = \frac{1}{S}$ și se obține pentru $\Delta C_1 = \Delta C_2 = \Delta C$:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{CZ_r} \cdot \frac{2}{S} = \frac{\omega}{SQ} \Delta C,$$

unde $Z_r = \frac{Q}{\omega C}$.

Se vede că $\frac{\Delta f}{f}$ *este minim cînd Q este cît mai mare, f — cît mai mic și S — cît mai mare. Alegerea lui S mare, înseamnă că $Z_{in} = Z_{ieș}$ este mic [relația (8, b)], deci că există un cuplaj slab între circuit și dispozitivul activ.*

7.4. Pentru circuitul din figura 7.4 se poate calcula

$$Z_{in} \cong \frac{L}{CR} \quad \text{și} \quad Z_{ieș} = j\omega L_D + \frac{\omega^2 M^2}{R}.$$

În această expresie s-a neglijat amortizarea circuitului oscilant LC de către impedanța de intrare a TEC-ului, care este polarizat automat. Această impedanță are valoarea $\frac{R_G}{3}$ și se alege mare. De aceea se alege pentru $R_G = 1 \div 3$ MΩ. De asemenea, se neglijează amortizarea circuitului oscilant de către rezistența internă a TEC-ului, căci cuplajul cu circuitul oscilant este slab. În general într-o exploatare curentă se admite

$$\omega L_D \ll \frac{\omega^2 M^2}{R} \quad \text{și se poate scrie}$$

$$Z_{ieș} \cong \frac{\omega^2 M^2}{R}.$$

Panta efectivă S este

$$S = \frac{1}{\sqrt{Z_{in} Z_{ieș}}} = \frac{RC}{M}.$$

Avînd în vedere că se alege $S/S_0 \cong 0{,}6$, se obține

$$M = \frac{RC}{0{,}6 S_0}.$$

7.5. Avînd în vedere că $X_3 = -\frac{1}{\omega C_{CB}}$ (fig. 7.5), rezultă că cristalul de cuarț se comportă inductiv, deci trebuie să lucreze între frecvența de rezonanță serie și cea derivație (schema echivalentă a cristalului de cuarț din figura 7.5R, *a* arată că montajul se comportă inductiv

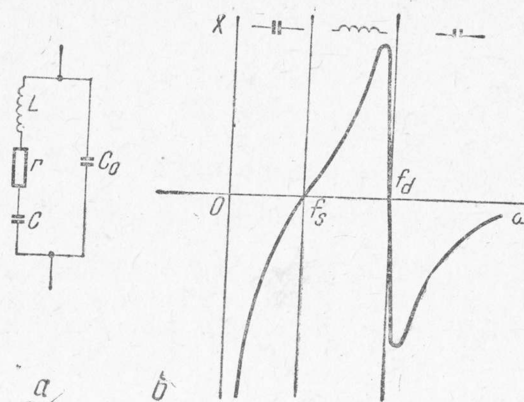


Fig. 7.5R

între frecvența de rezonanță serie f_s și cea derivație f_a (fig. 7.5R, b); în mod similar, circuitul oscilant L_aC_a trebuie să aibe frecvența de rezonanță f_a mai mică decît cea a oscilatorului, f_0.

7.6. Montajul este cu tranzistor cu baza la masă. Se vede că

$$Z_{in}=Z_{ieș}=\frac{X_1^2}{R}=\omega^2L_1^2C_3Q,$$

unde Q este factorul de calitate a circuitului. Ținînd seama de relația (6) se poate obține

$$Z_{in}=\frac{\omega L_1 Q}{2}$$

și

$$S=\frac{1}{Z_{in}}=\frac{2}{\omega L_1 Q}.$$

Alegerea dispozitivului activ se face la frecvența cea mai mică, cînd se cere panta cea mai mare, deci

$$S=\frac{2}{2\pi 10^6\times 10^{-5}\times 50}=0{,}64\ \text{mA/V}.$$

Panta de semnal mic (care se dă în catalog) este $y_{21}=S_0\cong\frac{S}{0{,}6}=1$ mA/V. Cînd frecvența scade, panta efectivă necesară scade și deci funcționarea devine mai stabilă, dar stabilitatea frecvenței scade. De aceea se alege raportul $\frac{f_M}{f_m}\cong 1{,}8$, unde f_M este frecvența maximă. Deci $f_M\cong 1{,}8$ MHz. Din relația (6) se află la frecvența minimă

$$C_{3M}=\frac{1}{2\omega_m^2L_1}=\frac{1}{8\pi^2f_m^2L_1}=1\,270\ \text{pF}$$

și la frecvența maximă

$$C_{3m}=\frac{1}{8\pi^2f_M^2L_1}\cong 390\ \text{pF}.$$

Avînd în vedere că ΔC_3 necesar este $\Delta C_3=880$ pF, se poate afirma că practic va trebui să se folosească două subgame folosind un condensator fix $C_3'=330$ pF pe prima subgamă. Cu un condensator variabil cu variația 25 ÷ 500 pF se poate ajunge pe prima subgamă pînă la $C_{3M}=330+500=830$ pF. Pe a doua subgamă se alege $C_3''=770$ pF și se ajunge la $C_{3M}=770+500=1\,270$ pF.

7.7. Se scrie expresia puterii active, care trebuie să fie aceeași indiferent unde se fac măsurările, adică

$$\frac{U_r^2}{2Z_r} = \frac{U_{il}^2}{2Z_{in}} = \frac{U_{ieș}^2}{2Z_{ieș}}$$

și se obține

$$Z_{in} = Z_r\left(\frac{U_{il}}{U_r}\right)^2,$$

$$Z_{ieș} = Z_r\left(\frac{U_{ieș}}{U_r}\right)^2,$$

unde $Z_r = \frac{Q}{\omega C_0}$ este impedanța întregului circuit oscilant măsurată la bornele bobinei L_3, iar Q — factorul de calitate a acestui circuit. Ținînd seama de inegalitățile din textul problemei, se scrie

$$Z_{in} = Z_r\left(\frac{C_3}{C_2}\right)^2,$$

$$Z_{ieș} = Z_r\left(\frac{C_0}{C_1}\right)^2$$

și panta efectivă necesară este

$$S = \frac{1}{\sqrt{Z_{in}Z_{ieș}}} = \frac{\omega}{Q}\,\frac{C_1C_2}{C_3} = 2{,}51\ \text{mA/V}.$$

Se deduce $S_0 = 0{,}8S \cong 3{,}14$ mA/V și se alege tranzistorul BFW 11 cu $S_0 \cong 3{,}2$ mA/V.

7.8. Se determină frecvența eventuală de oscilație

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3\,\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}}} = 6{,}81\ \text{MHz}.$$

Condiția de oscilație este

$$S \geqslant \frac{1}{\sqrt{Z_{in}Z_{ieș}}} = \frac{R}{X_1X_2},$$

unde $R \cong R_1 + R_2 + R_3 + \frac{X_1^2}{R_{ieș}}$ (se neglijează $\frac{X_2^2}{R_{in}}$, care este foarte mică). $R = 10 + 4{,}55 = 14{,}55\ \Omega$ și $\frac{R}{X_1X_2} = 2{,}66$ mA/V. Deoarece $S < \frac{R}{X_1X_2}$, oscilațiile nu se amorsează.

7.9. Schema din figura 7.9, *a* este incorectă ; cea din figura 7.9, *b* este corectă.

7.10. Frecvența oscilațiilor generate este dată de relația

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0,$$

în care $X_1 = X_2$, și rezultă

$$2X_1 = -X_3.$$

Reactanța X_1 este reactanța circuitului oscilant acordat pe $f_r = 10$ MHz. Deci

$$X_1 = \frac{-\omega_0 L_1 \frac{1}{\omega_0 C_1}}{\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1}} = \frac{-\frac{1}{\omega_0 C_1}}{1 - \frac{1}{\omega_0^2 L_1 C_1}} = \frac{-\omega_0 L_1}{1 - \frac{\omega_r^2}{\omega_0^2}},$$

unde f_0 este frecvența de oscilație iar C_1 capacitatea cu care pe frecvența f_r se acordă inductivitatea L_1 ; $X_3 = \frac{1}{\omega_0 C_{GD}}$; in aceste condițiuni

$$2 \frac{-\omega_0 L_1}{1 - \frac{\omega_r^2}{\omega_0^2}} = \frac{1}{\omega_0 C_{GD}}$$

și

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + 8\omega_r^2 L_1 C_{GD}}}{4L_1 C_{GD}}}.$$

$$f_0 = 8{,}76 \text{ MHz}.$$

7.11. Schema echivalentă este prezentată în figura 7.11(R). În această schemă $C_1 = C_{ak}$, $C_2 = C_{gk}$, iar $\omega L_3 = -\frac{Z_0 \operatorname{tg} \beta l \frac{1}{\omega_0 C_{ga}}}{Z_0 \operatorname{tg} \beta l - \frac{1}{\omega_0 C_{ga}}}$. Condiția de oscilație este

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

$$-\frac{1}{\omega_0 C_{ak}} - \frac{1}{\omega_0 C_{gk}} - \frac{\frac{Z_0 \operatorname{tg} \beta l}{\omega_0 C_{ga}}}{Z_0 \operatorname{tg} \beta l - \frac{1}{\omega_0 C_{ga}}} = 0.$$

Rezultă

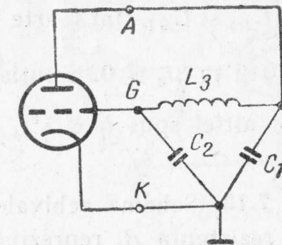


Fig. 7.11R

$$\operatorname{tg} \beta l = \frac{1}{Z_0 \omega_0} \cdot \frac{\frac{1}{C_{ga}} \left[\frac{1}{C_{ak}} + \frac{1}{C_{gk}} \right]}{\frac{1}{C_{ak}} + \frac{1}{C_{gk}} + \frac{1}{C_{ga}}} = 0{,}105\,;$$

$$\beta l = 0{,}105\,;$$

$$l = 0{,}105 \frac{\lambda}{2\pi} = 0{,}105 \frac{f(\mathrm{MHz})}{2\pi 300} = 0{,}056 \text{ m.}$$

Panta efectivă necesară este $S = \frac{R}{X_1 X_2}$, unde R are valoarea

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \frac{X_2^2}{R_{in}} = \frac{\frac{1}{C_{ak}} + \frac{1}{C_{gk}}}{Q\omega_0} + \frac{\omega^2 C_{gk}^2}{R_{in}}\,;$$

în cazul montajului cu negativare automată prin grupul $C_g R_g$, impedanţa de intrare este $R_{in} = \frac{R_g}{3} \cong \frac{1}{3} 10^6\ \Omega$; în aceste condiţii

$$R = 0{,}647\ \Omega.$$

Se obţine $S = \frac{R}{X_1 X_2} = \omega^2 C_{ak} C_{gk} R = 0{,}358$ mA/V.

Se alege un tub cu panta de semnal mic $S_0 \geqslant \frac{S}{0{,}8} = 0{,}45$ mA/V.

7.12. În figura 7.12(R) este prezentată schema echivalentă, în care $\frac{1}{\omega_0 C_1} =$

$$= \frac{Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1 \frac{1}{\omega_0 C_{DS}}}{Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1 - \frac{1}{\omega_0 C_{DS}}},\ C_2 = C_{GS} \text{ şi}$$

$$\omega L_3 = -\frac{Z_0 \operatorname{tg} \beta l_3 \frac{1}{\omega_0 C_{GD}}}{Z_0 \operatorname{tg} \beta l_3 - \frac{1}{\omega_0 C_{GD}}}.$$ Avînd în vedere că valorile

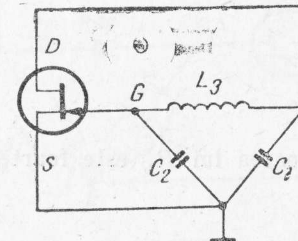


Fig. 7.12R

lui C_{DS} și C_{GD} sînt foarte mici, se poate scrie că $-\frac{1}{\omega_0 C_1} \cong Z_0 \operatorname{tg} \beta l_1$ și $\omega L_3 \cong Z_0 \operatorname{tg} \beta l_3$ deci $\operatorname{tg} \beta l_1 <$ < 0 și $\operatorname{tg} \beta l_3 > 0$. Soluția tehnică cea mai bună corespunde la $\beta l_3 \in (0, \pi/2)$ și $\beta l_1 \in (\pi/2, \pi)$ sau altfel spus $l_1 \leqslant \lambda^3/_4$ și $\frac{\lambda}{4} \leqslant l_3 \leqslant \frac{\lambda}{2}$.

7.13. Schema echivalentă este dată în figura 7.13R, în care capacitatea C_1 în paralel cu rezistența R_1 reprezintă circuitul $L_D C_D$ la frecvența de oscilație f_0, știind că frecvența de acord a acestui circuit este $f_D = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_D C_D}} < f_0$; cristalul de cuarț se comportă ca o inductivitate L_3 (vezi problema 7.5), lucrînd între frecvența serie de rezonanță f_s și cea derivație f_d. Frecvența de oscilație f_0 este egală cu frecvența de 1 MHz a cristalului de cuarț. Condiția de oscilație se determină din condiția (1), adică factorul de transfer

$$\underline{A\beta} = S\frac{n}{G_T} = 1,$$

unde $n = \left.\frac{u_i(t)}{u_e(t)}\right|_{G=0}$ (cînd conductanța în paralel pe C_2 este 0), iar $G_T = \frac{1}{R_1} + n^2 \frac{1}{R'_{in}}$ este conductanța de transfer; rezistența $R'_{in} = \frac{R_G}{3}$, iar $n = \frac{C_2}{C_1}$. În aceste condiții

$$S = \frac{G_T}{n} = \frac{1}{nR_1} + \frac{n}{R'_{in}} = \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{R_1} + \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{3}{R_G}.$$

În problema 7.3 s-a arătat că stabilitatea de frecvență este maximă cînd $Z_{in} = Z_{ieș}$, adică la $C_1 = C_2$. Deci se va alege regimul de funcționare cu $C_1 = C_2$ și

$$S = \frac{1}{R_1} + \frac{3}{R_G}.$$

Valoarea lui R_G este foarte mare față de R_1, deci se poate scrie condiția de amorsare

$$S \geqslant \frac{1}{R_1} = 1 \text{ mA/V}.$$

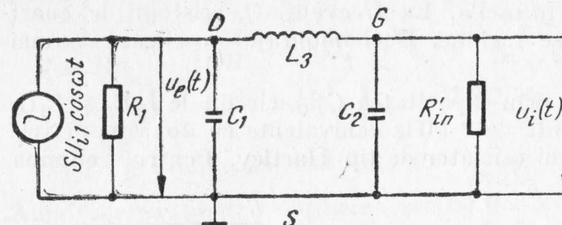


Fig. 7.13R

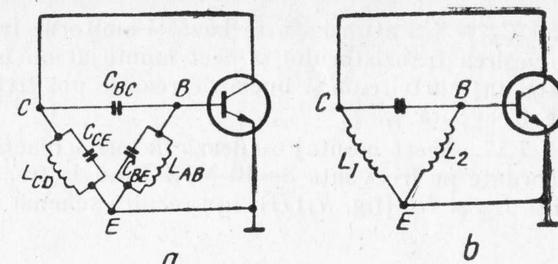


Fig. 7.14R

7.14. Avînd în vedere că oscilațiile parazite sînt pe o frecvență mult mai mare în comparație cu frecvența de lucru a amplificatorului și că circuitele L_BC_B și L_CC_C sînt acordate pe frecvența de lucru a amplificatorului, se poate afirma că aceste circuite sînt scurtcircuite pe frecvența oscilatorului. Practic rămîn în circuitul oscilatorului conexiunea AB in paralel cu capacitatea parazită C_{BE} (condensatorul C_1 este scurtcircuit la această frecvență), capacitatea parazită C_{BC} și conexiunea CD în paralel cu capacitatea parazită C_{CE} (condensatorul de filtraj C_f este un scurtcircuit), reprezentate în figura 7.14R. *a*. Conexiunile AB și CD la frecvența de oscilație sînt echivalente cu niște inductivități, adică L_{AB} — respectiv L_{CD}. Aceste circuite au frecvența de acord superioară frecvenței de oscilație, deci la frecvența de oscilație se comportă ca două inductivități : L_2 respectiv L_1 [fig. 7.14R. *b*]. Oscilatorul este de tip Hartley. Pentru a elimina aceste oscilații, se montează direct la conexiunea de bază. respectiv de colector a tranzistorului, rezistențe de 100 Ω în paralel cu mici bobine, care sînt scurcircuit pe frecvența de lucru a amplificatorului și de valoare mult mai mare de 100 Ω pe frecvența de oscilație. În aceste condiții, rezistențele sînt eliminate în curent continuu și pe frecvența de lucru a amplificatorului, dar rămin în circuit pe frecvența oscilatorului, ducînd la amortizarea oscilațiilor, deci la scoaterea din oscilație. căci crește rezistența R din relația (8, *b*).

7.15. Circuitele L_BC_B și L_CC_C, acordate pe frecvența de 2 MHz sînt scurtcircuite pe frecvența de 100 kHz, rămînînd doar bobinele de șoc L_{S1} și L_{S2} (puse la masă prin sursele de alimentare) în paralel cu C_{f1}, respectiv C_{f2}. Reacția pe frecvența de oscilație se realizează prin capacitatea C_{BC}. Circuitele $L_{S1}C_{f1}$ și $L_{S2}C_{f2}$ [fig. 7.15R] se comportă ca două inductivități L_1, L_2 și se obține un oscilator Hartley.

7.16. În problema 7.5 s-a arătat schema echivalentă a cristalului de cuarț. La o frecvență diferită de frecvența de rezonanță serie a cristalului de cuarț f_s, ramura serie L, C, r are o impedanță foarte mare și se poate neglija, rămînînd doar capacitatea C_0. Se constată că se formează o punte alcătuită din bobina AB, capacitatea C_0 și condensatorul C_N.

Dacă puntea este la echilibru, adică deci $\dfrac{L_{AM}}{L_{MB}} = 1 = \dfrac{C_N}{C_0}$

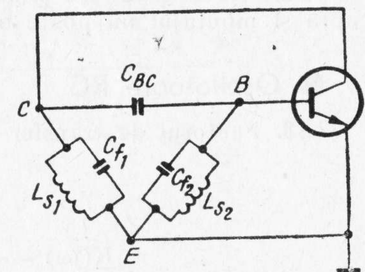


Fig. 7.15R

sau $C_N = C_0$, atunci între baza şi emitorul tranzistorului nu apare prin reacţie tensiune de la ieşirea tranzistorului şi deci montajul nu poate oscila. La frecvenţa f_s cristalul de cuarţ este un scurtcircuit şi bucla de reacţie pozitivă se închide. Deci montajul oscilează numai pe frecvenţa f_s.

7.17. Acest montaj oscilează datorită reacţiei prin capacitatea C_{BC}, circuitele L_2C_2 şi L_1C_1 acordate pe frecvenţa de 10 MHz fiind la frecvenţa de 9 MHz echivalente cu două inductivităţi L_{e2} şi L_{e1} [fig. 7.17R, *a*]; rezultă schema unui osciator de tip Hartley. Pentru a elimina

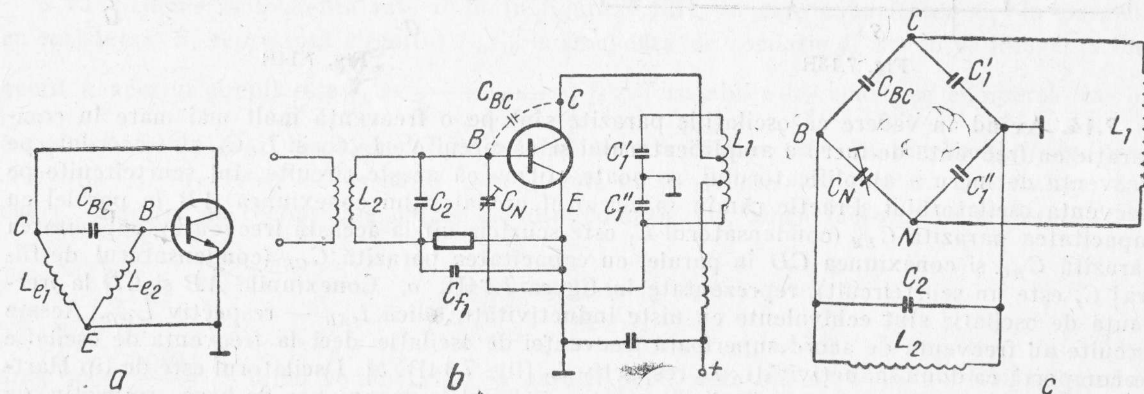


Fig. 7.17R

aceste oscilaţii, schema se mofidică conform figurii 7.17R, *b*, folosindu-se neutralizarea de colector. Schema echivalentă este dată în figura 7.17R, *c*, în care se formează un montaj în punte ce se aduce la echilibru cînd

$$\frac{C_1'}{C_1''} = \frac{C_{BC}}{C_N},$$

care nu depinde de frecvenţă. Se vede că din tensiunea de la ieşire (de la bornele bobinei L_1) la intrare nu se transferă nimic (la bornele circuitului L_2C_2), deci calea de reacţie este întreruptă şi montajul nu poate oscila.

Oscilatoare RC

7.18. Factorul de transfer este dat de relaţia

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{\underline{U}_4}{\underline{U}_1};$$

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{1}{-\left[\frac{5}{(\omega CR)^2} - 1\right] + j\left[\frac{1}{(\omega CR)^3} - \frac{6}{\omega CR}\right]}.$$

Pentru obţinerea unui defazaj de 180° trebuie ca

$$\frac{1}{(\omega CR)^3} - \frac{6}{\omega CR} = 0 \text{ ; rezultă } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC}.$$

Fig. 7.18R

7.19. $f_{MAX} = 195$ kHz ; $f_{min} = 7{,}8$ kHz.

7.20. Se calculează rezistenţa $R = \dfrac{\sqrt{6}}{2\pi f_0 C} = 65$ kΩ.
Amplificarea pentru obţinerea oscilaţiilor este dată de condiţia $A > 29$; practic se alege $A = 1{,}1 \cdot 29 = 32$; $A = \dfrac{SR_D r_{DS}}{r_{DS} + R_D}$, unde S este panta TEC-ului, iar r_{DS} — rezistenţa lui internă. $R_D = \dfrac{Ar_{DS}}{Sr_{DS} - A} = 20$ kΩ.

Rezistenţa R_D rezultă din punerea în paralel a rezistenţei de drenă în curent continuu şi a rezistenţei de intrare a reţelei $R_D = \dfrac{R_{D1}Z_i}{R_{D1} + Z_i}$.

În cazul reţelei trece-jos, la frecvenţa de oscilaţie impedanţa de intrare este egală cu $Z_i = 1{,}1R$. Rezultă,

$$R_{D1} = \frac{1{,}1RR_D}{1{,}1R - R_D} \cong 27 \text{ kΩ}.$$

7.21. Pentru cazul general se notează impedanţele elementelor cu $\underline{A}$ şi $\underline{B}$ [fig. 7.21R]. Raportul $\dfrac{\underline{A}}{\underline{B}} = \underline{k}$ este un număr imaginar, deoarece un element este pur rezistiv, iar celălalt pur capacitiv.

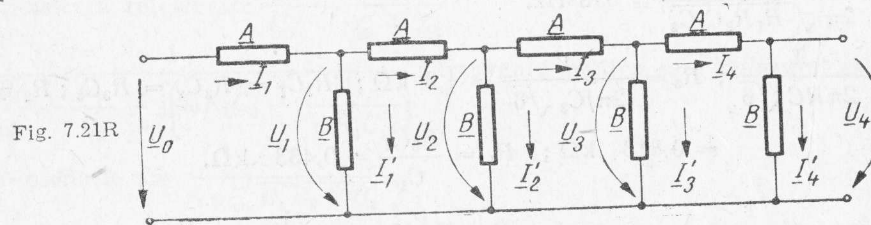


Fig. 7.21R

$\underline{U}_4 = \underline{B}\underline{I}_4$;
$\underline{U}_3 = \underline{A}\underline{I}_4 + \underline{U}_4 = \underline{U}_4(1 + \underline{k})$;
$\underline{U}_2 = \underline{U}_3 + \underline{A}\underline{I}_3 = \underline{U}_4(1 + 3\underline{k} + \underline{k}^2)$;
$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 + \underline{A}\underline{I}_2 = \underline{U}_4(1 + 6\underline{k} + 5\underline{k}^2 + \underline{k}^3)$;
$\underline{U}_0 = \underline{U}_1 + \underline{A}\underline{I}_1 = \underline{U}_4(1 + 10\underline{k} + 15\underline{k}^2 + 7\underline{k}^3 + \underline{k}^4)$.

Pentru introducerea unui defazaj de 180° trebuie ca

$$10\underline{k} + 7\underline{k}^3 = 0\ ;\ \text{rezultă}\ \underline{k}^2 = -\frac{10}{7}.$$

Se obține $\underline{A}_{min} = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}_4} = 1 + 15\underline{k}^2 + \underline{k}^4 = -18{,}39.$

a) pentru celule defazoare trece-sus $\underline{A} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}$, $\underline{B} = R$; rezultă

$$\underline{k} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega RC};$$

$$\underline{k}^2 = -\frac{10}{7} = -\frac{1}{\omega^2 R^2 C^2},\ \text{sau}\ f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{10}{7}}\,RC}.$$

b) pentru celule defazoare trece-jos $A = R$, $\underline{B} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega C}$, $\underline{k} = \mathrm{j}\omega RC$; $\underline{k}^2 = -\frac{10}{7} =$

$$= -\omega^2 R^2 C^2,\ \text{sau}\ f = \frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{2\pi RC}.$$

7.22. $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \cong 1{,}59$ kHz.

7.23. $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \cong 398$ Hz.

7.24. $f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$; $R_3 = \frac{1}{2\pi f C_3\sqrt{6}} = 1{,}3\ \mathrm{k\Omega}$; $R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3$; $R_2 = \frac{R_3C_3}{C_2} =$

$$= 0{,}813\ \mathrm{k\Omega}\ ;\ R_1 = \frac{R_3C_3}{C_1} = 0{,}433\ \mathrm{k\Omega}.$$

7.25. $f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6 + \frac{4R_C}{R}}}$; pentru $R = R_C$, $f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10}}$.

7.26. $h_{21e} = 23 + \frac{29R}{R_C} + \frac{4R_C}{R}$; egalînd cu zero derivata acestei expresii se obține

$$\frac{R_C}{R} \cong 2{,}7,$$

Rezultă $h_{21e\ min} \cong 45$; $f = \dfrac{1}{2\pi RC\sqrt{16,8}}$.

7.27. $f = \dfrac{1}{2\pi RC}\sqrt{6 + \dfrac{4R_C}{R}}$; pentru $R = R_C$, $f = \dfrac{\sqrt{10}}{2\pi RC}$; plecînd de la relaţia lui h_{21e} (dată în problema 7.26) se obţine pentru $R = R_C$, $h_{21e} \geqslant 56$.

7.28. Schema echivalentă a oscilatorului este prezentată în figura 7.28R. S-a presupus că rezistenţa de sarcină din colector este mult mai mică decît impedanţa de ieşire a tranzistorului $R \ll \dfrac{1}{h_{22e}}$. Atenuarea de curent este dată de relaţia :

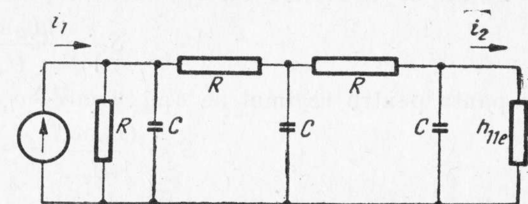


Fig. 7.28R

$$\gamma = 3 - \omega^2R^2C^2 + \frac{h_{11e}}{R}(1 - 5\omega^2R^2C^2) +$$
$$+ j\left[4\omega RC + \frac{h_{11e}}{R}(6\omega RC - \omega^3R^3C^3)\right].$$

Egalînd cu zero partea imaginară se obţine frecvenţa de oscilaţie :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{6 + \frac{4R}{h_{11e}}}.$$

7.29. $\underline{Z}_1 = R_1 + \dfrac{1}{j\omega C_1}$; $\underline{Z}_2 = \dfrac{R_2}{1 + j\omega R_2C_2}$;

funcţia de transfer a reţelei este $\dfrac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}$;

$\dfrac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \dfrac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1C_2 - \dfrac{1}{\omega R_2C_1}\right)}$; frecvenţa pentru care defazajul este nul este

frecvenţa de oscilaţie $f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$.

7.30. $f = \dfrac{0,28}{RC} = 5$ kHz.

7.31. $f \cong 1\,517$ Hz.

7.32. Frecvenţa maximă se obţine pentru valoarea minimă a rezistenţei ;

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1\dfrac{R_{b1}R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}}}.$$

Schimbătoare de frecvenţă

7.33. Între grilă şi masă la un TEC-J (vezi fig. 9) se aplică tensiunea $u_{GS} = u_s + u_h + E_{GS}$, unde $u_S = U_S(t)\cos\omega_s t$ este tensiunea semnalului, $u_h = U_h\cos\omega_h t$ — tensiunea oscilatorului local, iar E_{GS} — tensiunea de polarizare grilă-sursă. Se înlocuieşte în expresia lui i_D şi se obţine

$$i_D = I_{DM}\left(1 - \frac{u_s + u_h + E_{GS}}{E'_{GS}}\right)^2.$$

Panta de conversie corespunde componentei de frecvenţă ω_i şi este

$$S_C = \frac{(I_D)\omega_i}{U_s} = \frac{I_{DM}}{E'^2_{GS}} U_h,$$

iar panta pentru regimul de amplificare corespunde componentei de frecvenţă ω_s:

$$S = \frac{(I_D)\omega_s}{U_s} = \frac{2\,I_{DM}}{E'^2_{GS}}(E'_{GS} - E_{GS}).$$

Rezultă

$$S_C = \frac{U_h}{2(E'_{GS} - E_{GS})} S.$$

7.34. În cazul TEC-MIS, urmînd aceeaşi cale ca în problema 7.33(R) se scrie

$$i_D = \frac{\beta}{2}(u_s + u_h + E_{GS} - E'_{GS})^2.$$

Panta de conversie corespunde componentei de frecvenţă ω_i:

$$S_C = \frac{(I_D)\omega_i}{U_s} = \frac{\beta U_h}{2},$$

iar panta pentru regimul de amplificare — componentei de frecvenţă ω_s:

$$S = \frac{(I_D)\omega_s}{\omega_s} = \beta(E_{GS} - E'_{GS}).$$

Deci

$$S_C = \frac{U_h}{2(E_{GS} - E'_{GS})} S.$$

7.35. Din expresia (26) şi din analiza curbei $\dfrac{I_1(x)}{I_0(x)}$ rezultă că panta de conversie este maximă cînd $x \geqslant 4$. Curba avînd un caracter asimptotic, pentru $x \geqslant 4$ valoarea pantei de conversie este mai mare ca 0,86 S. Deci tensiunea oscilatorului local se alege

$$U_h \geqslant 4U_T \cong 0{,}1 \text{ V}.$$

De obicei se alege $0{,}1 \text{ V} \leqslant U_h \leqslant 0{,}15 \text{ V}$.

7.36. Se are în vedere că într-o funcționare normală la un etaj schimbător de frecvență cu TEC-J este necesar să nu se intre în regiunea de polarizare directă a grilei și nici în regiunea de tăiere. În aceste condiții se alege $E_{GS} = \frac{E'_{GS}}{2}$ și $U_h \cong \frac{E'_{GS}}{2}$ și rezultă [a se vedea problema 7.33(R)]

$$S_{C\,max} = \left| \frac{I_{DM}}{2E'_{GS}} \right| = \frac{S_0}{4},$$

unde S_0 este panta în regim de amplificare pentru $E_{GS} = 0$. În aceste condiții amplificarea este maximă. La tranzistorul BFW 10 rezultă

$$S_{C\,max} \cong 1{,}1 \text{ mA/V}$$

pentru $E_{GS} \cong -2{,}2$ V și $U_h \cong 2{,}2$ V. La $E_{GS} = -2{,}2$ V se obține $I_D = 4$ mA și rezultă

$$\text{(fig. 9)} \quad R_S = \frac{|E_{GS}|}{I_D} = \frac{2{,}2}{4} 10^3 = 550 \ \Omega.$$

Se alege $R_S = 540 \ \Omega$.

7.37. Din curba din figura 8 se determină, pentru $x = \frac{0{,}15}{0{,}026} = 5{,}76$, $\frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cong 0{,}9$ și deci $S_C \cong 0{,}9 y_{21} = 58{,}5$ mA/V.

7.38. Pentru a rămîne în regiunea parabolică (în această regiune datorită neliniarității caracteristicii $i_D = f(u_{GS})$ se poate obține schimbarea de frecvență), este necesar ca tensiunea de polarizare să se aleagă $E_{GS} = \frac{E'_{GS} + u_{gS}}{2} = -0{,}9$ V și $U_h \cong \frac{-E'_{GS} + u_{GS}}{2} = 0{,}3$ V. Pentru aceste valori rezultă $I_D \cong 200$ μA și $S = 0{,}5$ mA/V (din caracteristicile de catalog); panta de conversie este $S_C = \left| \frac{U_h}{2(E'_{GS} - E_{GS})} \right| S = \frac{0{,}3}{0{,}6} 0{,}5 = 0{,}25$ mA/V. Pentru a obține această pantă, cunoscînd E_{GS} și I_D se află $R_S = \frac{-E_{GS}}{I_D} = \frac{0{,}9}{0{,}2} 10^3 = 4{,}5$ kΩ (fig. 9).

8. MODULATOARE ŞI DEMODULATOARE

● Producerea modulației liniare

8.1. Curentul din colectorul tranzistorului T_3 este:

$$I_0(t) = I_{00}(1 + m\cos\omega_m t),\quad I_{00} = \alpha\frac{E_E - V_0}{(2-\alpha)R};\ m = \frac{U_m}{E_E - V_0}.$$

Curentul prin colectorul tranzistorului T_2, conform relațiilor (10), (11) este

$$i_{c2} \cong \alpha\frac{I_0(t)}{2} - \alpha I_0(t)a_1(x)\cos\omega_0 t;\quad x = \frac{U_0}{E_0},$$

unde s-a neglijat $a_3(x)$ conform tabelului 1. Ținînd seama de proprietățile de filtrare ale circuitului acordat, dacă lărgimea sa de bandă la o atenuare cu 3 dB este mai mare decît $2f_m$ se obține

$$u_e(t) = E_C + \alpha a_1(x)I_{00}R_0(1 + m\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t.$$

8.2. $m = 0{,}377$. Nu, deoarece trebuie ca $I_0(t) > 0$.

8.3. $I_{00} = 0{,}883$ mA; $m = 0{,}566$; $a_1(1) = 0{,}2356$. Rezultă $u_e(t) = 6 + 0{,}624(1 + 0{,}566\cos\omega_m t)\cos\omega_0 t$. În sarcină trebuie $Q < f_0/2f_m = 25$. Deci $R_0\omega_0 C < 25$ sau $C < 2{,}65$ nF.

8.4. Din relația (12) se găsește conductanța drenă-sursă:

$$g_{DS} = \frac{di_D}{du_{DS}} \cong \frac{di_D}{du_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right);\ u_{DS} \cong u_{GS},$$

deoarece se poate considera $u_i \cong 0$ și neglija $u_1(t)$. Tensiunea la ieșire este:

$$u_e(t) = -g_{DS}R\,u_1(t) = -R\frac{2I_{DSS}}{U_p^2}u_1(t)u_2(t).$$

Restricțiile, conform relațiilor (13), sînt :

$$|u_1(t)| < 100 \text{ mV}; \quad U_p < u_2(t) + U_p < V_0.$$

8.5. $m = 0{,}5$. Tensiunea la ieșire este

$$u_e(t) = -0{,}4(1 + 0{,}5 \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t.$$

8.6. Din relația (12), în care

$$u_{GS} = U_0 \cos \omega_0 t + A(1 + m \cos \omega_m t) + U_p,$$

rezultă pentru curentul de drenă expresia

$$i_D = I_{DSS} \frac{[U_0 \cos \omega_0 t + A(1 + m \cos \omega_m t)]^2}{U_p^2}.$$

Ținînd seama de selectivitatea circuitului derivație, acordat pe frecvența purtătoare (ω_0), se obține

$$u_e(t) = E_D - \frac{2I_{DSS}U_0R_0A}{U_p^2}(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t.$$

8.7. Componentele nedorite sînt pe frecvențele $2f_m$ și $2f_0$. Frecvența $2f_m$ este atenuată de $2 \cdot 10^4$ ori (86 dB), iar $2f_0$ — de 100 ori (40 dB).

8.8. Condițiile pentru gradul de modulație sînt determinate de

$$A(1 - m) - U_0 \geqslant 0; \quad A(1 + m) + U_0 \leqslant V_0 + |U_p|.$$

Condiția pentru R_0 se determină din

$$E_D - \frac{2I_{DSS}U_0A}{U_p^2}(1 + m)R_0 > -|U_p|.$$

8.9. Se găsesc

$$U_0 = \frac{V_0 + |U_p|}{2}(1 - m) = 1{,}175 \text{ V}; \quad A = \frac{U_0 + |U_p|}{2} = 2{,}59 \text{ V};$$

$$R_{0MAX} = \frac{(E_D + |U_p|)U_p^2}{2I_{DSS}U_0A(1+m)} = 7{,}01 \text{ k}\Omega.$$

8.10. $u_e(t) = U_1K_M \cos(\omega_0 \pm \omega_1)t + U_2K_M \cos(\omega_0 \pm \omega_2)t$, în care semnele plus se aleg cînd sumatorul efectuează scăderea.

8.11. Frecvența de acord a circuitului f_r trebuie aleasă $f_r = f_0 + \frac{f_{mM} + f_{mm}}{2}$. Cea mai apropiată frecvență nedorită se găsește la $\Delta f = -\left(f_{mm} + \frac{f_{mM} + f_{mm}}{2}\right) = 1\,950$ Hz. Rezultă $x = \frac{2\Delta f}{f_r}Q$ și pentru $f_0 = 10$ kHz $\Rightarrow x = -78$, iar pentru $f_0 = 100$ kHz $\Rightarrow x = -7{,}8$; deci, în primul caz atenuarea este de 35,8 dB, iar în al doilea 17,9 dB.

8.12. $u_e(t) = \frac{U_m K_m}{2} 0{,}75 \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{U_m K_m}{2} 0{,}25 \cos(\omega_0 + \omega_m)t = \frac{U_m K_m}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t +$

$$+ \frac{U_m K_m}{4} \sin \omega_m t \sin \omega_0 t.$$

8.13. $u_e(t) = \frac{U_0 K_m}{2}(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_0 t + \frac{U_0 K_m m}{4} \sin \omega_m t \sin \omega_0 t.$

8.14. Fiind respectată condiția $|u_{DS}| < 100$ mV, se poate scrie cînd TEC este în conducție :

$$u_1(t) = \frac{g(t)}{1 + R_1 g_{DS}}; \quad g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p}\left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right)\Bigg|_{u_{GS}=0} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p}.$$

Cînd TEC este blocat, rezultă $u_1(t) = g(t)$, dacă $R_1 \ll (1 + h_{21})R_E$.
În consecință

$$u_1(t) = g(t) f_i(t) + \frac{g(t)}{1 + R_1 g_{DS}} [1 - f_i(t)].$$

Componentele tensiunii $u_1(t)$ în jurul frecvenței ω_0, pentru $g(t) = U_m \cos \omega_m t$, sînt

$$\overline{u}_1(t) = \frac{R_1 g_{ds}}{1 + R_1 g_{DS}} \frac{2U_m}{\pi} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t.$$

Tensiunea la ieșire rezultă

$$u_e(t) = \frac{R_0}{R_E} \overline{u}_1(t) = \frac{2R_0 U_m}{\pi R_E} \cdot \frac{R_1 g_{DS}}{1 + R_1 g_{DS}} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t.$$

Pentru rezistența R_1 se obține condiția

$$\frac{U_m}{1 + R_1 g_{DS}} < 0{,}1 \text{ V sau } R_1 > \left(\frac{0{,}1}{U_m} - 1\right) \frac{1}{g_{DS}}.$$

8.15. Componentele utile sînt pe frecvențele $(\omega_0 + \omega_m)$ și $(\omega_0 - \omega_m)$ și cea mai apropiată componentă supărătoare este pe frecvența $(3\omega_0 - \omega_m)$. Nu există componente de joasă frecvență.

Producerea modulației în frecvență

8.16. Din relația $i_L + i_C = 0$ rezultă

$$\frac{1}{L} \int^t u(\tau) d\tau + (C_0 + \Delta C \cos \omega_m t) \frac{du(t)}{dt} = 0,$$

care este ecuația semnalelor MF (19), în care

$$\omega_i(t) = \frac{1}{\sqrt{LC_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_0} \cos \omega_m t\right)}} \cong \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C_0} \cos \omega_m t\right).$$

Comparînd acest rezultat cu (18), se deduce

$$\Delta\omega = \frac{1}{2}\cdot\frac{\Delta C}{C_0}\cdot\frac{1}{\sqrt{LC_0}}.$$

8.17. Din relația $i_L + i_{C0} + i_C + A(t)i_C = 0$, în care

$$i_L = \frac{1}{L}\int^{t} u(\tau)\mathrm{d}\tau\,;\quad i_C = C\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t},\quad i_{C0} = C_0\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t},$$

se obține:

$$\int^{t} u(\tau)\mathrm{d}\tau + \frac{1}{\omega_i^2(t)}\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} = 0\,;$$

$$\omega_i^2(t) = \frac{1}{L\{C_0 + C[1+A(t)]\}},$$

adică ecuația semnalelor MF (19).

Se găsește

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L[C_0 + C(1+A_0)]}}\,;\quad \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{CA_1}{2[C_0 + C(1+A_0)]}.$$

8.18. Se determină $I_E = I_{E0} + I_{E1}\cos\omega_m t$, unde

$$I_{E0} = \frac{E_E - V_E - V_0}{R}\,;\quad I_{E1} = \frac{U_m}{R}.$$

Deoarece $A(t)i_C(t) = g_m u_1 = g_m i_C r$, $g_m = \alpha\frac{I_E}{4E_0}$, rezultă

$$A(t) = \alpha\frac{I_{E0}r}{4E_0} + \alpha\frac{I_{E1}r}{4E_0}\cos\omega_m t,$$

sau

$$A_0 = \alpha\frac{I_{E0}r}{4E_0},\quad A_1 = \alpha\frac{I_{E1}r}{4E_0}.$$

8.19. La momentul t_i, detectorul de prag sesizează tensiunea $v = +V$ și comandă trecerea comutatorului K pe poziția b. Tensiunea la ieșirea integratorului va fi

$$v = V - K_1\int_{t_i}^{t} u_i(\tau)\mathrm{d}\tau = V - K_1U_i[\theta(t) - \theta(t_i)],$$

care are o lege liniar scăzătoare în θ. La momentul t_{i+1}, tensiunea v atinge nivelul $-V$ și, la comanda detectorului de prag, comutatorul K trece în poziția a. Expresia tensiunii v va fi

$$v = -V + K_1\int_{t_{i+1}}^{t} u_i(\tau)\mathrm{d}\tau = -V + K_1U_i[\theta(t) - \theta(t_{i+1})],$$

care corespunde unei legi liniar crescătoare în θ.

Montajul creează deci o tensiune v triunghiulară și periodică în funcție de θ (conform figurii 4). Din condiția

$K_1 U_i \frac{I}{2} = 2$ V, rezultă $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \frac{\pi K_1 U_i}{2V}$, deviația de frecvență realizată fiind $\Delta\omega$.

8.20. Se determină $u_1(t) = U_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \sin \omega_0 t$ și deci $u_e(t) = U_0 \cos \omega_0 t - U_0 \beta \sin \omega_m t \sin \omega_0 t = U_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \omega_m t)$, ultima egalitate fiind valabilă dacă $\beta < 0{,}2$ radiani.

8.21. Ținînd seama de relația (21) se determină

$$u_1(t) = \frac{4V}{\pi}\left[\cos \omega_0\theta(t) - \frac{1}{3}\cos 3\omega_0\theta(t) + \ldots\right]$$

În cazul triplorului, reținînd componentele din jurul frecvenței $3\omega_0$, se obține la ieșire semnalul

$$u_e(t) = \frac{-4\ V}{3\pi}\cos\left(3\omega_0 t + \frac{3\Delta\omega}{\omega_m}\sin \omega_m t\right),$$

în care deviația de frecvență a fost triplată. Lărgimea benzii de trecere a filtrului trebuie să fie

$$B = 2(1 + \beta' + \sqrt{\beta'})f_m\,; \quad \beta' = 3\beta.$$

8.22. $u_e(t) = -0{,}21 \cos\left(3\omega_0 t + 3\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\sin \omega_m t\right)$ și $B = 94{,}5$ kHz,

Demodularea semnalelor cu modulație liniară

8.23. Din

$$u(t) + A\cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0] = a(t)\cos \omega_0 t + b(t)\sin \omega_0 t = U(t)\cos[\omega_0 t + \varnothing(t)]$$

se găsește

$$U(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)} \cong \frac{\alpha g(t)}{2}\cos(\Delta\omega t + \varphi_0) - \frac{g_q(t)}{2}\sin(\Delta\omega t + \varphi_0)$$

pentru care s-au utilizat aproximațiile din enunț. Deoarece $u_e(t) = \eta_d U(t)$, rezultatul cerut este imediat.

8.24. Se determină mai întîi (v. fig. 7):

$$u_1(t) = K_m u(t) A\cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \frac{K_m A U_m}{2}\cos \omega_m t \cos \omega_0 t + \frac{K_m A U_m}{2}\cos \omega_m t \cos(2\omega_0 t + \varphi_0).$$

La ieşirea filtrului trece-jos rezultă

$$u_e(t) = \frac{K_m A U_m}{2} \cos \varphi_0 \cos \omega_m t.$$

Factorul $\cos \varphi_0$ reduce amplitudinea semnalului demodulat. Pentru $\varphi_0 = \pm 15°$ reducerea este maximă, şi anume cu 3,4%.

8.25. Din $u_1(t) = K_m U_m A \cos(\omega_0 + \omega_m)t \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t$ se obţine $u_e(t) = \frac{1}{2}$ $K_m A U_m \cos(\omega_m - \Delta\omega)t$, ceea ce arată o deplasare cu $\Delta\omega$ a frecvenţei semnalului demodulat faţă de semnalul modulator. La transmisiile vocale, dacă $|\Delta f| < 10$ Hz, acest efect nu este supărător.

8.26 $\delta_2 = 1{,}72\%$.

8.27. $\delta_2 = 10\%$.

8.28. Demodulatorul are schema echivalentă din figura 8. Rezultă, ţinînd seama de relaţia (24),

$$u_e(t) = \frac{\alpha R_0}{\pi R} U_0(1 + m \cos \omega_m t) - \frac{\alpha V_0 R_0}{2R}.$$

8.29. Pentru $u(t) < 0$ dioda D_1 conduce şi dioda D_2 este blocată. Dacă $u(t) > 0$, dioda D_1 este blocată iar dioda D_2 conduce avînd ca efect realizarea unei reacţii negative în bucla amplificatorului operaţional. Se poate scrie

$$u_1(t) = \begin{cases} \dfrac{-u(t) R_2}{R_1}, & u(t) < 0; \\ 0, & u(t) \geqslant 0. \end{cases}$$

Al doilea etaj cu amplificator operaţional are factorul de transfer

$$H(j\omega) = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1 + j\omega R_4 C},$$

similar unui circuit $R-C$ de filtrare, dar cu avantajul unei impedanţe de ieşire foarte mici.

8.30. Este necesar ca $\omega_{mM} R_4 C < 1$, deci $C < 3{,}54$ nF. Cu o valoare $C = 3$ nF frecvenţa purtătoare este filtrată foarte bine, deoarece $\omega_0 R_4 C = 88{,}6$ şi atenuarea introdusă este de 39 dB.

8.31. Rezistenţa de intrare în detector este $R_d = R_0/2 = 5\ \text{k}\Omega$. Deoarece $R' = Q/\omega_0 C' = 27{,}1\ \text{k}\Omega$, pentru ca factorul de calitate să scadă la jumătate trebuie ca $R_d/n_L^2 = R'$, adică $n_L = 0{,}43$.

8.32. Din relaţiile (25) şi (26) se găseşte cu

$$C = C'/n_L^2 = 5{,}41\ \text{nF}; \quad R = R'/n_L^2 = 5\ \text{k}\Omega;$$

$$2\pi f_{mM} \frac{2RR_0}{R_0 + 2R}(C + C_0) = 0{,}98 < 1; \frac{2RC}{R_0 C_0} = 3{,}61 > 1.$$

Demodulatorul lucrează corect.

8.33. Se poate scrie:

$$i_C = C\frac{du_C}{dt} = C\frac{du}{dt} = -U_0C(\omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_m t)\sin(\omega_0 t + \beta\sin\omega_m t).$$

Curentul prin colectorul tranzistorului T este

$$i(t) = \begin{cases} \alpha i_c(t) & \text{pentru } i_c(t) > 0; \\ 0 & \text{pentru } i_c(t) \leqslant 0. \end{cases}$$

Cu ajutorul grupului R_0C_0 de filtrare se obţine demodularea de anvelopă prin mediere, deci:

$$u_e(t) = \frac{\alpha U_0 C R_0}{\pi}(\omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_m t).$$

8.34. Este necesar ca $|u_e(t)| < E_C$. Panta maximă se realizează dacă

$$\frac{\alpha U_0 C R_0}{\pi}(\omega_0 + \Delta\omega) = E_C; \quad C = 450 \text{ pF}.$$

Condensatorul C_0 trebuie să îndeplinească condiţia

$$\omega_{mM}C_0R_0 < 1; \quad C_0 < 5{,}3 \text{ nF}.$$

8.35. Se determină

$$u_e(t) = \frac{\alpha U_0 R_0 C}{\pi}\left(\omega_0 + \Delta\omega\cos\omega_m t - \frac{1}{RC}\right).$$

Funcţionarea echilibrată se obţine pentru

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

8.36. Este necesară respectarea condiţiei $|u_e(t)| < E_C$. Rezultă, la limită (v. problema 8.35)

$$\frac{\alpha U_0 R_0 C}{\pi}\Delta\omega = E_C; \quad C = 90 \text{ nF}.$$

Pentru funcţionarea echilibrată

$$R = \frac{1}{\omega_0 C} = 1{,}77\ \Omega.$$

Valoarea rezistenţei R fiind prea mică, tranzistorul T_2 şi dioda D_2 ar trebui să lucreze la curenţi foarte mari. Se va alege rezistenţa R admisibilă şi se deduce apoi capacitatea condensatorului C. Astfel, pentru $R = 50\ \Omega$ rezultă $C = 1/\omega_0 R = 3{,}19$ nF.

8.37. Se determină $R' = Q_0/\omega_0 C = 13{,}8$ kΩ. Din condiţia $R_0/2 = R'$ care asigură scăderea factorului de calitate la jumătate ($Q = 40$), rezultă $R_0 = 27{,}6$ kΩ.

ținînd seama de relațiile (30) și (31), în care $I_0 = y_{21} U_0$ și $R = R'/2 = 6{,}9\ k\Omega$, panta maximă se realizează cînd $|Z(j\omega_0)|'$ este maxim. Deoarece

$$|Z(j\omega_0)|' = \frac{R}{\pi B} x_0[1 + x_0^2]^{-3/2}; \quad x_0 = \frac{\omega_0 - \omega_r}{\pi B},$$

se determină valoarea optimă $x_0 = \pm 1/\sqrt{2}$. Rezultă

$$f_0 - f_r = \pm \frac{1}{2\sqrt{2}} B = \pm \frac{f_0}{2\sqrt{2}Q} = \pm 4{,}08\ \text{kHz}.$$

8.38. Din condițiile (32), alegînd $B_2 = 5B_{MF} = 1$ MHz rezultă $Q_2 = 10{,}7$ și

$$C_2 = \frac{k^2 Q_2^2}{4} C_1 = 28{,}6\ \text{pF}.$$

Panta demodulatorului, conform relației (33) este

$$S = \frac{u_e}{\Delta f} = \eta_d \frac{2\sqrt{2}}{B_2} U_1 = 11{,}3\ \text{mV/kHz}.$$

8.39. Se determină din relația (34)

$$Q_s = \frac{f_0}{\Delta f} \frac{U_e}{0{,}254(E_C - V_0)} = 32{,}1$$

Din relația (35) se obține

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_L}\right) \frac{1}{R_s \omega_0} = 8{,}3\ \text{pF}.$$

Avînd în vedere condiția (36), rezultă

$$C_1 = 9{,}1\ \text{pF};\ C_2 = 95\ \text{pF}.$$

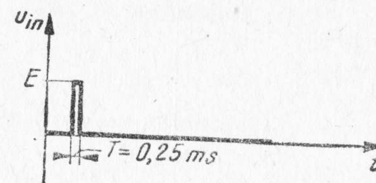
Bobina are inductanța

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 (C_1 + C_2)} = 5{,}7\ \mu\text{H}.$$

9. CIRCUITE DE IMPULSURI

Circuite de formare a impulsurilor

9.1. În figura 9.1R, *a* este reprezentat semnalul de intrare, iar în figura 9.2R, *b* este reprezentat semnalul de ieşire. Rezultă pentru amplitudinea semnalului la ieşire valoarea



$$E_{ieş} = E\left(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau}}\right) = 1 - e^{-\frac{2,5\cdot10^{-4}}{10^{-2}}} = 0,025 \text{ V} = 25 \text{ mV},$$

Durata impulsului de ieşire este

$$T = T_1 + 3RC = 2,5\cdot10^{-4} + 3\cdot10^{-2} = 30,25 \text{ ms} \gg T_1.$$

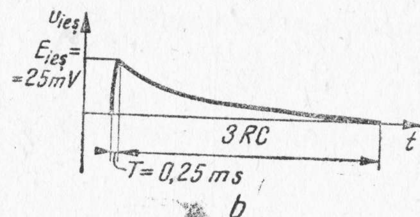


Fig. 9.1R

9.2. Se determină $\tau = RC = 10^{-2}$ s $\gg \frac{1}{\omega} = \frac{1}{2\pi\cdot2\cdot10^3} \cong$ $\cong 8\cdot10^{-5}$ s, deci circuitul este un circuit de integrare; în aceste condiţiuni, plecînd de la expresia exactă a tensiunii la bornele condesatorului C pentru $t \in \left(0, \frac{T}{2}\right)$ se poate scrie, ţinînd seama că $u_{ieş} = u_C$,

$$u_{ieş} = u_C = -U_C + (E + U_C)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \text{ pentru } t \in \left(0, \frac{T}{2}\right),$$

unde U_C este amplitudinea impulsurilor (fig. 9.2R, *b*); pentru $t = \frac{T}{2}$, $u_C = U_C$ este amplitudinea impulsurilor, adică

$$2U_C = (E + U_C)\left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}\right)$$

sau

$$U_G = 0{,}5(E + U_C)\left(1 - e^{-\frac{t}{2/\tau}}\right) \cong 12{,}5\cdot10^{-3}(E + U_C);$$

se obţine

$$U_G \cong 12{,}5 \text{ mV}.$$

Expresia tensiunii la ieşire este

$$\begin{cases} u_G = U_C\left(\dfrac{4t}{T} - 1\right) & \text{pentru } t \in \left(0, \dfrac{T}{2}\right); \\ u_G = U_C\left(-\dfrac{4t}{T} + 3\right) & \text{pentru } t \in \left(\dfrac{T}{2}, T\right). \end{cases}$$

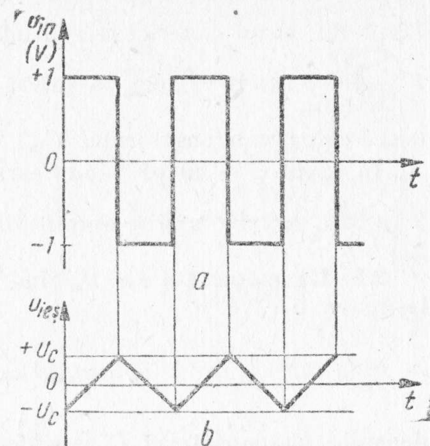


Fig. 9.2R

Se vede că impulsurile sînt periodice şi pentru a obţine expresia lui u_G funcţie de t pentru $t \notin (0, T)$ se translatează expresiile de mai sus.

9.3. Constanta de timp a circuitului $\tau = RC = 5\cdot10^{-3}$ s este mult mai mică decît durata impulsului $T_i = 5\cdot10^{-2}$ s. În consecinţă, circuitul este circuit de diferenţiere şi se obţin două impulsuri de durată $T \cong 3RC = 15\cdot10^{-3}$ s şi de polarităţi opuse (fig. 9.3R) cu amplitudinea $E = 1$ V. Expresia analitică este

$$\begin{cases} u_{ieş} = Ee^{-\frac{t}{\tau}} & \text{pentru } t \in (0, T_i); \\ u_{ieş} = -Ee^{-\frac{t-T_i}{\tau}} & \text{pentru } t \in (T_i, +\infty). \end{cases}$$

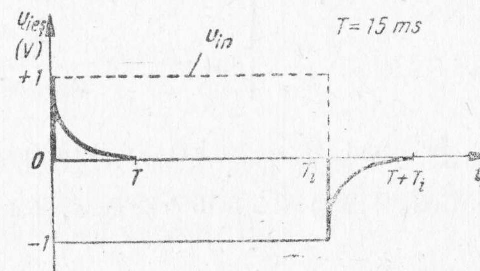


Fig. 9.3R

9.4. La momentul $t = 0$ condensatorul C_{in} se încarcă la tensiunea $u_{ieş} = \dfrac{EC}{C + C_{in}}$, datorită divizorului capacitiv C, C_{in}. Apoi urmează încărcarea condensatorului C prin rezistenţa R_G, ceea ce arată de ce tensiunea u_{in} de la bornele lui R_G scade exponenţial. În consecinţă, expresia tensiunii va fi:

$$\begin{cases} u_{ieş} = E\dfrac{C}{C + C_{in}}e^{-\frac{t}{\tau}} & \text{pentru } t \in (0, T_i); \\ u_{ieş} = -E\dfrac{C}{C + C_{in}}e^{-\frac{t-T_i}{\tau}} & \text{pentru } t \in (T_i, +\infty). \end{cases}$$

Dacă în cazul anterior amplitudinea impulsului pe grila TEC-ului era 1 V, acum ea este $E \frac{C}{C + C_{in}} \cong 1$ V, deci nu suferă nici o modificare. (În procesul ce are loc se produce și descărcarea condensatorului C_{in}, dar el avînd o valoare mică fenomenul este neglijabil).

În cazul $C = 40$ pF modificarea ce se produce este modificarea duratei impulsurilor la $T \cong 3RC = 2 \cdot 10^{-5}$s și a amplitudinii : $E = \frac{C}{C + C_{in}} = 0{,}89$ V.

9.5. La momentul $t = 0$, cînd apare impulsul dreptunghiular de durată T_i, tensiunea la ieșire va fi

$$u_{ieș}|_{t=0} = R_G i|_{t=0} = \frac{E}{R_g + R_G} R_G,$$

deoarece condensatorul C este descărcat și există divizorul rezistiv R_g, R_G. Apoi urmează fenomenul de încărcare a condensatorului C prin rezistențele $R_g + R_G[\tau = C(R_g + R_G)]$ astfel că se obțin două impulsuri de scurtă durată, tensiunea la ieșire avînd expresia

$$\begin{cases} u_{ieș} = E \dfrac{R_G}{R_g + R_G} e^{-\frac{t}{\tau}} & \text{pentru } t \in (0, T_i); \\ u_{ieș} = -E \dfrac{R_G}{R_g + R_G} e^{-\frac{t - T_i}{\tau}} & \text{pentru } t \in (T_i, +\infty). \end{cases}$$

În cazul $R_g = 10$ kΩ amplitudinea impulsurilor este $E \frac{R_G}{R_g + R_G} = 0{,}98$ V, $\tau = C(R_g + R_G) = 5{,}1 \cdot 10^{-3}$ s, ceea ce arată că practic nu se schimbă nimic față de situația din problema 9.3; dacă $R_g = 100$ kΩ, atunci $E \frac{R_G}{R_g + R_G} = 0{,}83$ V și $\tau = 6 \cdot 10^{-3}$ s, ceea ce arată că apar unele modificări (fig. 9.5R).

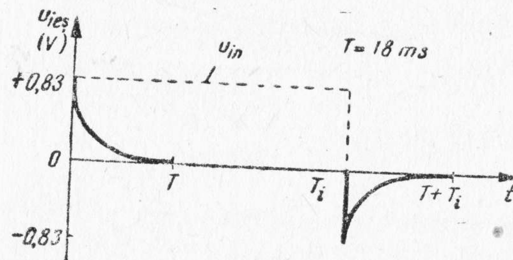


Fig. 9.5R

9.6. Pentru a calcula tensiunea $u_{ieș}$ se determină schema generatorului echivalent văzut la stînga condensatorului C (generatorul echivalent de tensiune Thèvenin). Acest generator are tensiunea echivalentă

$$u_s = E \frac{R}{R + R_s}$$

şi impedanţa internă

$$R_i = \frac{RR_g}{R + R_g};$$

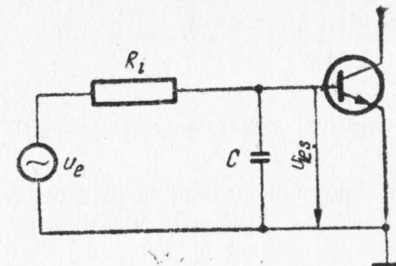


Fig. 9.6R

rezultă schema echivalentă din figura 9.6R. În aceste condiţiuni tensiunea la ieşire este

$$\begin{cases} u_{ieş} = u_e\left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right] \text{ pentru } t \in (0, T_i); \\ u_{ieş} = u_e\, e^{-\frac{t-T_i}{\tau}} \text{ pentru } t \in (T_i, +\infty), \end{cases}$$

unde $\tau = CR_i = C\dfrac{RR_g}{R + R_g}$. Rezultă $u_e = 0{,}91$ V, $R_i = 9{,}1$ kΩ, $\tau = 0{,}2$ ms şi tensiunea u_e are forma din figura 9.6, *b*.

9.7. Se ţine seama de faptul că $C \gg C_{in}$ şi $R_G \gg R_g$, ceea ce ne permite să neglijăm în timpul încărcării condensatorului C_{in} capacitatea C şi să considerăm că constanta de timp este $\tau_1 = C_{in}R_i \cong C_{in}R_g$ (a se vedea problema 9.6). Neglijarea condensatorului C este echivalentă cu un scurtcircuit, deoarece în perioada de încărcare a condensatorului C_{in} condensatorul $C[C \gg C_{in}]$ este complet descărcat şi încărcarea lui durează mult mai mult decît a lui C_{in}. În consecinţă, atît timp cît se încarcă condensatorul C_{in} condensatorul C se poate considera scurtcircuit şi deci se poate neglija. Expresia tensiunii de ieşire este

$$u_{ieş} = \frac{ER_G}{R_G + R_g}\left[1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right] \text{ pentru } t \in (0,\ T_1),$$

unde $T_1 = 3\tau_1$ (este timpul în care tensiunea $u_{ieş}$ devine egală 0,95E). Din momentul $t = T_1$ condensatorul C_{in} este încărcat şi fenomenul este determinat mai departe de încărcarea condensatorului C prin rezistenţele $R_g + R_G$, expresia tensiunii de ieşire fiind

$$u_{ieş} = E\frac{R_G}{R_G + R_g}\, e^{-\frac{t-T_1}{\tau_2}} \text{ pentru } t > T_1.$$

Se vede uşor că din cele două relaţii se poate scrie expresia generală a răspunsului

$$u_{ieş} = E\frac{R_G}{R_G + R_g}\left[e^{-\frac{t}{\tau_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right].$$

Pentru $\tau_1 = C_{in}R_g = 50 \cdot 10^{-9}$ s = 50 ns, $\tau_2 = C(R_g + R_G) \cong 25$ μs rezultă

$$u_{ieş} = 0{,}98\left[e^{-\frac{t}{25\cdot 10^{-6}}} - e^{-\frac{t}{50\cdot 10^{-9}}}\right]\text{V}.$$

Amplitudinea semnalului este 0,98 V, iar durata lui este

$$T = 3\tau_1 + 3\tau_2 \cong 75 \text{ μs}.$$

La impulsul aplicat la intrare cu durata $T_i = 1$ ms se obţine, pe lîngă impulsul pozitiv reprezentat de relaţia de mai sus, şi un impuls negativ dat de relaţia

$$u_{ieş} = -0{,}98\left[e^{-\frac{t-T_i}{\tau_2}} - e^{-\frac{t-T_i}{\tau_1}}\right],$$

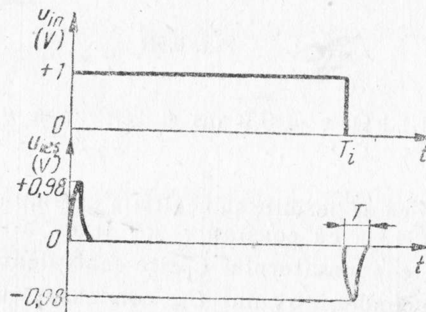


Fig. 9.7R

reprezentate de figura 9.7R. Dacă R_g şi C_{in} sînt nule, timpul de creştere $T_1 = 3\tau_1 = 0$ s şi se vede că deosebirea nu este mare.

9.8. Tensiunea E se obţine plecînd de la tensiunea de polarizare E_a şi este $E = KE_a[K \in (0,1)]$. Condensatorul C_1 se consideră un scurtcircuit la frecvenţa de lucru ω, ceea ce face ca la bornele lui să existe numai tensiunea constantă E. Cînd $u_D \geqslant 0$ dioda este deschisă şi, folosind legea lui Ohm, se ajunge pînă la urmă la expresia tensiunii

$$u_{ieş} = \frac{R}{R+R_D+R_g}u_{in} + \frac{R_D+R_g}{R+R_D+R_g}E,$$

iar cînd $u_D < 0$

$$u_{ieş\,lim} = \frac{R}{R+R_{inv}+R_g}u_{in} + \frac{R_{inv}+R_g}{R+R_{inv}+R_g}E.$$

În condiţii obişnuite $R \ll R_{inv} + R_g$; dacă se acceptă şi condiţia $R_D + R_g \ll R$ rezultă

$$u_{ieş} \cong u_{in};$$

$$u_{ieş\,lim} \cong E.$$

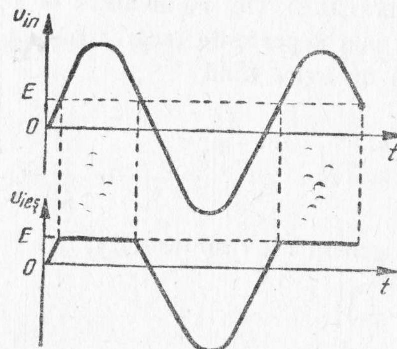


Fig. 9.8R

Condiţia $u_D = 0$ are loc la $u_{in} = E$, care este şi nivelul de limitare (fig. 9.8R). În cazul $E_a = 10$ V, $K = 0{,}1$ rezultă $E = 1$ V; pentru $R = 2$ kΩ, $R_g = 4$Ω, $R_D = 100$ Ω şi $R_{inv} = 1$ MΩ rezultă

$$R_D + R_g \ll R \ll R_{inv} + R_g$$

şi

$$\begin{cases} u_{ieş} = 10 \sin[10^5 t] \text{ V} & \text{pentru } u_{in} \leqslant 1 \text{ V}; \\ u_{ieş\,lim} = 1 \text{ V} & \text{pentru } u_{in} > 1 \text{ V}. \end{cases}$$

Se constată că modificînd pe K (deci deplasînd cursorul potenţiometrului R_1) se poate varia nivelul de limitare,

9.9. Se vede ușor că

$$\begin{cases} u_{ieș} = \dfrac{R}{R + R_D} u_{in} \text{ pentru } t \in \left[kT, \left(k + \dfrac{1}{2}\right)T\right]; \\ u_{ieș} = \dfrac{R}{R + R_{inv}} u_{in} \text{ pentru } t \in \left[\left(k + \dfrac{1}{2}\right)T, (k+1)T\right]. \end{cases}$$

Avînd în vedere că $R \ll R \ll R_{inv}$, rezultă

$$\begin{cases} u_{ieș} \cong u_{in} = 10 \text{ V pentru } t \in \left[kT, \left(k + \dfrac{1}{2}\right)T\right]; \\ u_{ieș} = 0 \qquad \text{pentru } t \in \left[\left(k + \dfrac{1}{2}\right)T, (k+1)T\right]. \end{cases}$$

În cazul că se ține seama de capacitățile parazite, în momentul apariției treptei negative a tensiunii de intrare dioda se blochează, însă tensiunea $u_{ieș}$ nu devine egală cu zero, ci se micșorează prin salt cu mărimea

$$\Delta u_{ieș} = \frac{C_D}{C_D + C} \Delta u_{in} = \frac{2C_D}{C_D + C} E,$$

după care tinde către 0 după o lege exponențială, cu constanta de timp

$$\tau_1 = \frac{RR_{inv}}{R + R_{inv}} (C_D + C) \cong R(C_D + C).$$

Rezultă $\Delta u_{ieș} = 5{,}7$ V și $\tau_1 = 10^4 \cdot 28 \cdot 10^{-12} = 0{,}28$ μs. S-a arătat (problemea 9.7) că durata T_1 de stabilire a tensiunii de ieșire la valoarea 0 este

$$T_1 = 3\tau_1 = 0{,}84 \text{ μs} < \frac{T}{2} = 2 \text{ μs}.$$

La saltul pozitiv al tensiunii de intrare ($2E$) tensiunea de ieșire sare cu $\Delta u_{ieș}$ de mai sus, după care se stabilește la tensiunea E după o lege exponențială cu o constantă

$$\tau_2 = \frac{RR_D}{R + R_D} (C_D + C) \cong R_D(C_D + C) \ll \tau_1, \text{ căci } R \gg R_D;$$

durata T_2 de stabilire a tensiunii $u_{ieș} = E$ este

$$T_2 = 3\tau_2 = 10^2 \cdot 28 \cdot 10^{-12} = 280 \text{ ns} \ll T_1.$$

Figura 9.9R, *b* reprezintă tensiunea $u_{ieș}$ cînd nu se ține seama de capacitățile parazite, iar figura 9.9R, *c* — cînd se ține seama de aceste capacități.

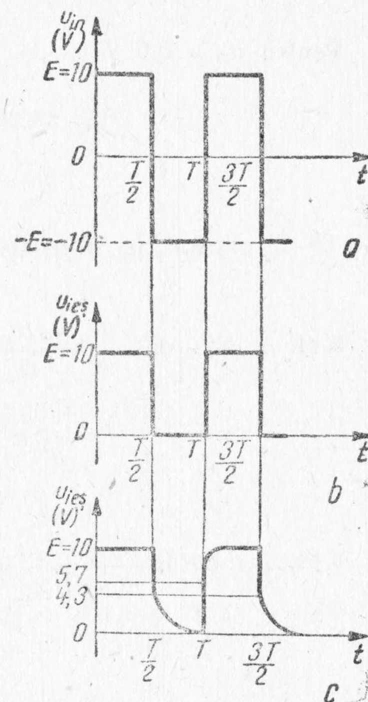


Fig. 9.9R

9.10. Se știe că o diodă cu siliciu poate fi considerată deschisă cînd tensiunea este $u_D \geqslant 0{,}6$ V. Pentru $u_D \leqslant 0{,}6$ V, cînd diodele sînt închise, tensiunea la ieșire este

$$u_{ieș} = \frac{R_s}{R_s + R_g} u_{in} \cong u_{in} \text{ pentru } -0{,}6 \text{ V} \leqslant u_{in} \leqslant 0{,}6 \text{ V}.$$

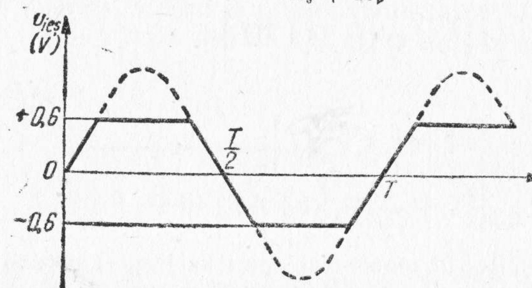


Fig. 9.10R

Ultima condiție se poate scrie sub forma

$$-0{,}6 \text{ V} \leqslant E \sin \omega t \leqslant 0{,}6 \text{ V}$$

sau

$$-\frac{1}{2} \leqslant \sin \omega t \leqslant \frac{1}{2};$$

rezultă că

$$u_{ieș} \cong u_{in} \text{ pentru } \omega t \in \left[-\frac{\pi}{6} + k\pi, +\frac{\pi}{6} + k\pi\right] \text{ (fig. 9.10R).}$$

Pentru $u_D \geqslant 0{,}6$ V

$$u_{ieș} \cong 0{,}6 \text{ V pentru } \omega t \in \left[\frac{\pi}{6} + k\pi, \frac{5\pi}{6} + k\pi\right].$$

● Oscilator de relaxare cu tub de neon

9.11. $T = C\left[R \ln \frac{E_a - U_{stg}}{E_a - U_{apr}} + R_i \ln \frac{U_{apr}}{U_{stg}}\right];$

$$f = \frac{1}{T} \cong 48{,}8 \text{ Hz}; \; U_{vv} = U_{apr} - U_{stg} = 25 \text{ V}.$$

9.12. $T \cong CR \ln \frac{E_a - U_{stg}}{E_a - U_{apr}} = CR \ln \frac{E_a - \frac{E_a}{4}}{E_a - \frac{E_a}{2}};$

$$f = \frac{1}{T} \cong 2{,}5 \text{ Hz}.$$

Circuite basculante

9.13. Se modifică constantele de timp de descărcare ale celor două condensatoare, menținîndu-se însă constantă suma lor.

9.14. $T = T_1 + T_2$(T_1 — durata cît tranzistorul T_I este blocat ; T_2 — durata cît tranzistorul T_{II} este blocat) :

$$T = C_1 R_{B1} \ln \frac{2E_C + I_{CB0}(R_{B1} - R_{C2})}{E_C + R_{B1} I_{CB0}} + C_2 R_{B2} \ln \frac{2E_C + I_{CB0}(R_{B2} - R_{C1})}{E_C + R_{B2} I_{CB0}},$$

9.15. Din cauza diodei D, la blocarea tranzistorului T_{II} capacitatea C_1 se va încărca numai prin rezistența R, într-un timp (timp de revenire) $t_{rev} = 2{,}3\ RC_1$; deci R se alege astfel ca $R \leqslant R_{C2}$.

Rezistența din colectorul tranzistorului T_{II}, cînd acesta este saturat, este $R'_{C2} = \dfrac{R_{C2}R}{R_{C2} + R}$;

condiția de menținere în saturație este dată de relația

$$R_{B2} \leqslant \beta_2 \frac{R_{C2}R}{R_{C2} + R}.$$

9.16. $T = R_{B2}C_2 \ln 2 + R_{B1}C_1 \ln 2 = 20{,}8\ \mu s$; $f = \dfrac{1}{T} \cong 48$ kHz.

9.17. $T = 2CR_B \ln\left[1 + \dfrac{E_C R_s + ER_C - I_{CB0} R_C R_s}{(R_C + R_s)(E_C + R_B I_{CB0})}\right]$;

— dacă $E = 0$ (sarcina conectată între colector și masă), ținînd seama că $E_C \gg I_{CB0} R_C$, $E_C \gg R_B I_{CB0}$ și $R_s \gg R_C$

$$T = 2CR_B \ln\left[2 - \frac{R_C}{R_s}\right];$$

— dacă $E = E_C$, $T = 2CR_B \ln 2$ (influența sarcinii este practic nulă).

9.18. $R_{B1} < \dfrac{\beta_1 R_{C1}(E_C - U_{EB1})}{E_C - U_{EC\,sat\,1}}$; $R_{B2} < \dfrac{\beta_2 R_{C2}(E_C - U_{EB2})}{E_C - U_{EC\,sat\,2}}$;

$$U_{vc} = E_C - R_C I_{CB0} - U_{EC\,sat}.$$

9.19. $T = 2CR_B \ln\left(1 + \dfrac{E_{C1}}{E_{C2}}\right)$; $E_{C2} > U_{EB} + \dfrac{R_B(E_C - U_{ECsat})}{\beta R_C}$

(a se vedea problema 9.18).

9.20. $f = \dfrac{1}{2\,CR_B\,0{,}69} = 48{,}309$ kHz ; $t_1 = 2{,}3\tau_1 = 1{,}15\ \mu s$.

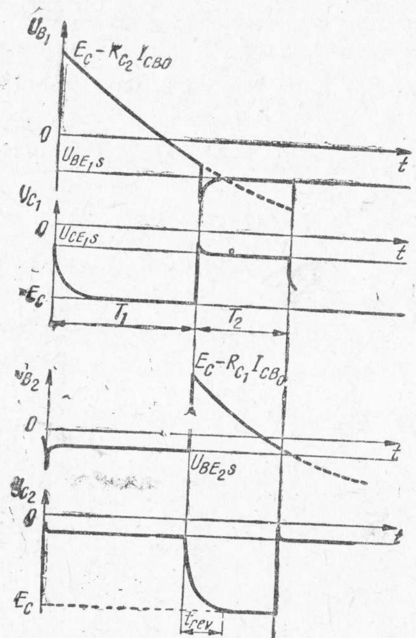


Fig. 9.21R

9.21. Se obțin formele de undă din figura 9.21R.

9.22. $T = 2CR_B \ln\left(1 + \frac{E_{C1}}{E_{C2}}\right) = 643\ \mu s$; $f =$

$$= \frac{1}{T} = 1\,553\ \text{kHz}.$$

Dacă tranzistorul T_{II} este saturat, imediat după basculare $i_{B1} = \frac{E_{C2} - U_{EB}}{R_{B1}}$; $CR_C \ll CR_B$;

$$i_{C1\,max} = \frac{E_{C1} - U_{EC\,sat}}{R_{C1}} +$$

$$+ \frac{E_{C2} + (E_{C1} - U_{EB}) - U_{EC\,sat}}{R_{B2}}.$$

Valoarea necesară pentru β (neglijînd U_{EC} și U_{EB}) este:

$$\beta > \frac{i_{C1\,max}}{i_{B1}} = \frac{\frac{E_{C1}}{R_{C1}} + \frac{E_{C2}}{R_{B2}} + \frac{E_{C1}}{R_{B2}}}{\frac{E_{C2}}{R_{B1}}}.$$

Pentru $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ și $R_{B1} = R_{B2} = R_B$

$$\beta > 1 + \frac{E_{C1}}{E_{C2}}\left(1 + \frac{R_B}{R_C}\right);\ \text{rezultă } \beta > 45.$$

9.23. Folosind teorema lui Thévenin se află

$$f = \frac{1}{2CR \ln\left(1 + \frac{E_C}{E_1}\right)};\quad R = \frac{R_3R_6}{R_3 + R_6} = \frac{R_4R_5}{R_4 + R_5} = 7{,}5\ \text{k}\Omega;$$

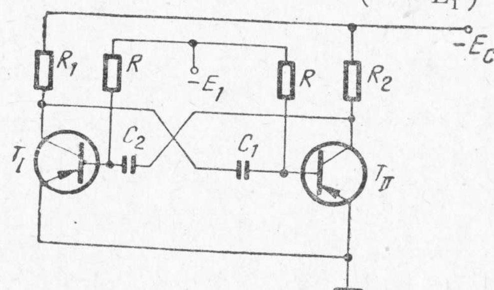


Fig. 9.23R

$E_1 = E_C \frac{R_5}{R_4 + R_5} + E \frac{R_4}{R_4 + R_5} = 9$ V (pentru E cu semnul minus) ;

$E_1 = E_C \frac{R_5}{R_4 + R_5} - E \frac{R_4}{R_4 + R_5} = 3$ V (pentru E cu semnul plus)
(a se vedea figura 9.23R).

Rezultă

$$f_1 = \frac{1}{2{,}5\cdot 10^{-9}\cdot 7{,}5\cdot 10^{3}\ \ln\left(1+\frac{12}{9}\right)} = 15{,}74\ \text{kHz}\ ;$$

$$f_2 = \frac{1}{2{,}5\cdot 10^{-9}\cdot 7{,}5\cdot 10^{3}\ \ln\left(1+\frac{12}{3}\right)} = 8{,}28\ \text{kHz}.$$

9.24. $f \cong 2CR_B \ln\left(2+\frac{R''_C}{R'_C}\right) = 10\ \text{kHz}\ ;\ U_{vv} = E_G = 12\ \text{V}.$

9.26. $$T \approx T_1 + T_2 = C_1 R_{B1} \ln \frac{R_{C1}}{R_{C1}+R_e}\,\frac{R_e+R_{C2}}{R_{C2}} + C_2 R_{B2} \ln \frac{2R_{C1}R_{C2}+R_e(R_{C1}+R_{C2})}{R_{C1}(R_e+R_{C2})}\ ;$$

$$T = 16{,}5 + 51 = 67{,}5\ \text{ms}.$$

9.27. Cele două surse se aleg în așa fel ca să fie satisfăcută relația $E_{C1} < E_C + R_C I_{C0\,max}$; în acest caz, dacă T_1 este saturat dioda D_1 este polarizată invers iar dioda D_2 este polarizată direct. Îmbunătățirea formei impulsurilor se realizează pe două căi : a) condensatorul din colectorul tranzistorului blocat se încarcă prin dioda polarizată direct și prin rezistența de intrare a tranzistorului saturat, deci cu o constantă de timp foarte mică ; b) tensiunea în colectorul tranzistorului care se blochează variază în salt de la U_{Csat} la E_{C1} (se neglijează căderea de tensiune pe diodă) ; amplitudinea impulsurilor nu este influențată de I_{C0}, deci de variațiile de temperatură.

9.28. $$T = T_1 + T_2\ ;\ T_1 = CR_1 \ln \frac{E_C + E_1 - U_{BE1} - U_{ECsat2}}{E_1 - U_{BE1}}\ ;$$

$$T_2 = CR_2 \ln \frac{E_1 + 2E_C + U_{R1} - U_{BE1} - U_{ECsat2} - U_D}{E_1 + E_G - U_D};$$ făcînd neglijările obișnuite, se obține $T_1 \cong CR_1 \ln\left(1+\frac{E_C}{E_1}\right)$ și $T_2 \cong CR_2 \ln\left(1+\frac{E_G}{E_G+E_1}\right)$. Rezultă $$T \cong CR_1 \ln\left(1+\frac{E_C}{E_1}\right) + CR_2 \ln\left(1+\frac{E_C}{E_G+E_1}\right).$$

9.29 Un avantaj este faptul că tranzistoarele sînt deblocate un interval de timp scurt (intervalul de formare a impulsului) ; de aceea, consumul de energie este foarte mic.

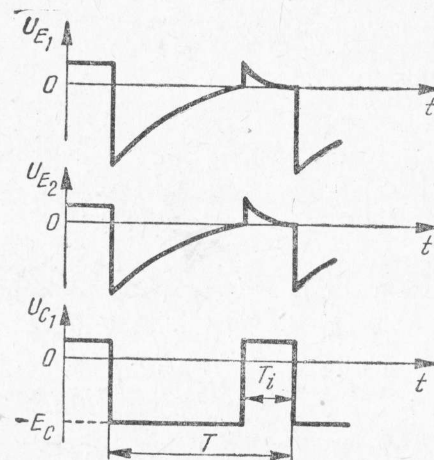


Fig. 9.29R

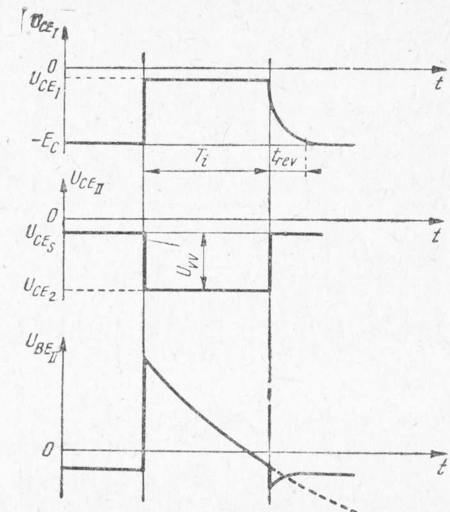


Fig. 9.30R

9.30. Se obţin formele de undă din figura 9.30R.

9.31. Durata T_i a impulsului scade la o creştere a temperaturii.

9.32. $R_{C2} = \dfrac{E_C}{I_{C2\,sat}} = 6\ \text{k}\Omega$; condiţia ca T_{II} să fie saturat este îndeplinită dacă $R_{B2} = \dfrac{\beta R_{C2}}{n} = 60\ \text{k}\Omega$; $T_i = 0{,}69 C_2 R_{B2} = 4{,}14$ ms; rezistenţele R şi R_{B1} rezultă din sistemul

$$\frac{R}{R+R_{B1}} = \frac{U_{B1}}{E_B} = \frac{1{,}5}{6};\quad \frac{E_C}{R+R_{C2}} - \frac{E_B}{R_{B1}} = \frac{nE_C}{\beta R_{C1}};$$

se obţine $R \cong 12\ \text{k}\Omega$; $R_{B1} = 3R \cong 36\ \text{k}\Omega$. Amplitudinea impulsului $U_{vv} = \dfrac{R}{R+R_{C2}} E_C =$ $= 8$ V. Timpul de revenire $t_{rev} = 2{,}3\ C_2 R_{C1} = 0{,}46$ ms.

9.33. La apariţia impulsului de comandă condensatorul C_2 se descarcă prin tranzistorul T_I saturat şi prin rezistenţa R_{B2}. Legea de variaţie a tensiunii pe condensator este

$$u_{C2}(t) = 2E_C e^{-\frac{t}{R_{B2}C_2}} - E_C,$$

În momentul în care $u_{C2}(T_i) = 0$ se obține basculareа în sens invers:

$$u_{C2}(T_i) = 2E_C e^{-\frac{T_i}{R_{B2}C_2}} - E_C = 0\,;\ T_i = R_{B2}C_2 \ln 2.$$

Rezultă $C_2 = \dfrac{T_i}{0{,}69 R_{B2}} = 2{,}9 \cdot 10^{-9}$ F.

9.34. Condiția de blocare a tranzistorului T_I este:

$$U_{B1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_B > 0\,;\quad U_{C1} = -E_C\,;\ I_{B1} = I_{C1} = 0.$$

Condiția de saturație a tranzistorului T_{II} este:

$$\frac{I_{C2}}{I_{B2}} = \frac{\dfrac{E_C}{R_{C2}} - \dfrac{E_B}{R_1 + R_2}}{\dfrac{E}{R_B}}.$$

După declanșare, tensiunea pe baza tranzistorului T_{II} variază după legea $u_{B2}(t) = -E + (E_C + E)e^{-\frac{t}{CR_B}}$; durata impulsului este dată de $u_{B2}(T_i) = 0$; $-E + (E_C + E)e^{-\frac{T_i}{CR_B}} =$

$$= 0\,;\ \text{rezultă}\ T_i = CR_B \ln\left(1 + \frac{E_C}{E}\right);$$

timpul de revenire este $t_{rev} = 2{,}3\ CR_{C1}$.

9.35. Perioada T a impulsurilor de comandă aplicate trebuie să îndeplinească condiția $T < T_i + t_{rev}$; în condițiile divizorului, $nT = T_i + t_{rev}$.

9.36. $T_i = C_2 R_{B2} \ln 2$.

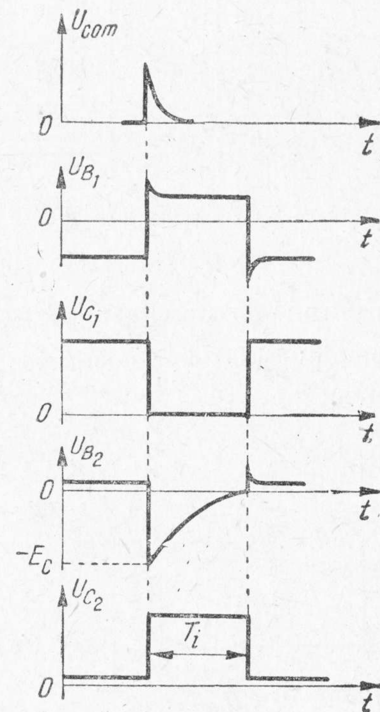


Fig. 9.36R

9.37. $$T_i = CR_{B2} \ln\left[1 + \frac{E_C \dfrac{R_{C2}}{R_e + R_{C2}}}{E_B - E_C \dfrac{R_e}{R_e + R_{C1}}}\right];$$

$$t_{rev} = 2{,}3C\left[R_{C1} + \frac{R_e R_{C2}}{R_e + R_{C2}}\right].$$

9.38. $$T_i = C_1\left(R_{B2} + \frac{R'R''}{R' + R''}\right)\ln\left[1 + \frac{R_2'(R' + R'')}{R''(R_e + R_2')}\right],$$

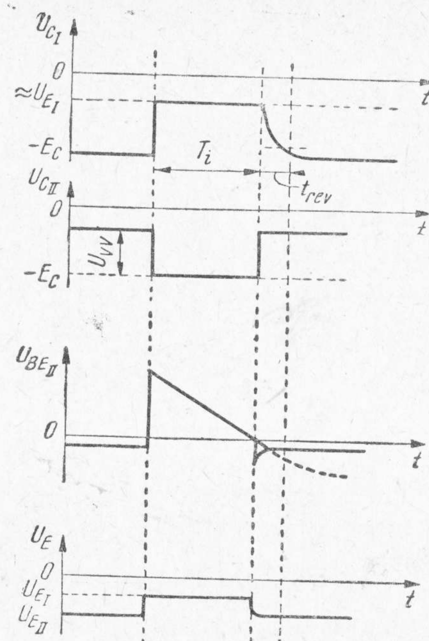


Fig. 9.40R

unde $R_2' = \dfrac{R_{C2}R_{B2}}{R_{C2} + R_{B2}}$; $R' = \dfrac{R_e R_1}{R_e + R_1}$; $R'' = \dfrac{R_{C1}R_2}{R_{C1} + R_2}$.

$$U_{vv} \cong E_C \frac{R_2'}{R_e + R_2'}.$$

9.39. Tranzistorul T_I este blocat dacă

$$E_C \frac{R_e}{R_e + R_2'} > (E_C + R_1 I_{CBO\ max}) \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

unde $R_2' = \dfrac{R_{C2} T R_{B2}}{R_{C2} + R_{B2}}$; tranzistorul T_{II} conduce la saturaţie dacă $R_{B2} \leqslant \beta_{min} R_{C2}$; timpul de revenire $t_{rev} =$

$$= 2{,}3C_1 \left(R_{C1} + \frac{R_e R_2'}{R_e + R_2'}\right).$$

9.40. Se obţin formele de undă din figura 9.40.R.

9.41. Avantajele schemei sînt : stabilitate bună faţă de variaţiile de temperatură ; impulsuri de durată foarte scurtă în comparaţie cu perioada şi fronturi abrupte.

9.43. Pentru tranzistorul blocat $U_{CEI} = \dfrac{R}{R + R_C}(-E_C + R_C I_{CBO})$;
pentru tranzistorul saturat $U_{CEII} = U_{CES}$;
amplitudinea impulsului este $U_{vv} = U_{CEII} - U_{CEI} \cong \dfrac{R}{R + R_C} E_C$.

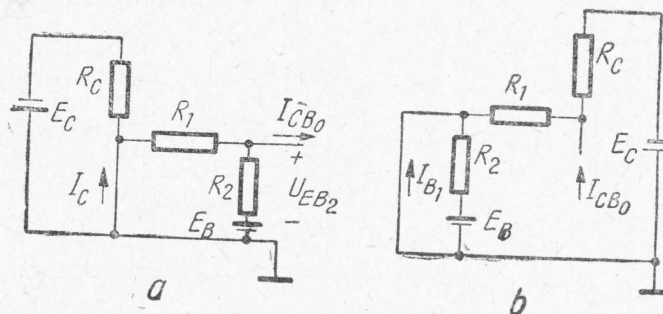


Fig. 9.45R

9.44. $U_{vv} = U_{CES} + \dfrac{R}{R + R_C}(E_C - R_C I_{CBO}) = 8{,}9$ V.

9.45. Dacă T_{II} este blocat schema echivalentă a circuitului este prezentată în figura 9.45R, *a*. Tensiunea U_{EB2} este dată de relaţia

$$U_{EB2} = E_B \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{CBO}.$$

Condiţia de blocare a tranzistorului T_{II} este $U_{EB2} > 0$; se calculează

$$U_{EB2} = \frac{27}{29} - \frac{18}{29} = \frac{9}{29} \text{ V} > 0.$$

Condiţia ca tranzistorul T_I să fie saturat este $I_{B1} > I_{BS1} = \frac{I_C}{\beta} = 0{,}25$ mA. Din schema echivalentă prezentată în figura 9.45R, *b* se obţine

$$I_{B1} = \frac{E_C - R_C I_{CB0}}{R_1 + R_C} - \frac{E_B}{R_2}; \quad R_C = \frac{E_C}{I_C} = 450 \ \Omega.$$

Rezultă $I_{B1} = 0{,}326$ mA, deci $I_{B1} > 0{,}25$ mA, condiţia de saturaţie fiind îndeplinită.

9.46. Se ştie că amplitudinea impulsului generat este $U_{vv} \cong \frac{R}{R + R_C} E_C$, de unde rezultă $\frac{R_C}{R} = \frac{E_C - U_{vv}}{U_{vv}} = \frac{1}{2}$; tensiunea pe baza tranzistorului blocat este $U_{EB2} \cong \frac{R_C}{R_C + R_B} E_B$ (dacă T_{II} este blocat), de unde se află $\frac{R_B}{R_C} = \frac{E_B - U_{EB2}}{U_{EB2}} = \frac{5{,}5}{0{,}5} = 11$; pentru tranzistorul blocat se poate scrie $R_B \leqslant \frac{E_B}{I_{CB0}} = 60$ kΩ. Se alege $R_B = 22$ kΩ şi rezultă $R_C = 1$ kΩ; $R = 2$ kΩ.

9.47. Condiţia ca un tranzistor să fie blocat este $R_E I_E > R_B I_{CB0\,max}$, unde

$$I_E \cong \frac{E_C}{R_C + R_E}.$$

Condiţia ca celălalt tranzistor să lucreze în regim de saturaţie este

$$R \leqslant \frac{\beta_{min}}{1 + \beta_{min}\frac{I_{CB0max}}{I_C}} R_C, \text{ unde}$$

$$I_C \cong \frac{E_C - R_E I_E}{R_C}; \quad U_{CE1} = U_{CES} - R_E I_E;$$

$$U_{CE2} = \frac{R}{R + R_C}[-E_C + R_E I_E + R_C I_{CB0}]; \text{ rezultă}$$

$$U_{vv} = U_{CE1} - U_{CE2} \cong \frac{R}{R + R_C} E_C - R_E I_E \left(1 + \frac{R}{R + R_C}\right).$$

9.48. Condiţia de saturaţie : $\beta \geqslant \frac{R}{R_G} = 7.5$ (este îndeplinită) ; condiţia de blocare $R_E I_E > 0$ (a se vedea problema 9.47) ; $I_E \cong \frac{E_C}{R_C + R_E} = 4{,}8$ mA ; $U_{CE1} \cong -R_E I_E = -2{,}4$ V (pentru tranzistorul saturat) ;

$$U_{CE2} \cong \frac{R}{R + R_G} [-E_C + R_E I_E] = -8{,}45 \text{ V; rezultă}$$

$$U_{vv} = U_{CE1} - U_{CE2} \cong 6{,}05 \text{ V}.$$

Schema prezintă două avantaje importante : 1) colectorul lui T_{II} nu face parte din bucla de reacţie, deci impulsurile de ieşire vor avea fronturi mai bune şi funcţionarea este sla · influenţată de modificarea sarcinii ; 2) baza lui T_I nu face nici ea parte din bucla de reacţie şi este un punct potrivit pentru aplicarea semnalului de comandă.

9.50. Diodele D_1 şi D_2 conectate la sursa suplimentară $E_{C1}(E_{C1} < E_C)$ au rolul de a fixa nivelul tensiunii pe colectorul tranzistorului blocat ; se micşorează în acest fel influenţa temperaturii şi a sarcinii conectate în colector asupra funcţionării bistabilului.

Oscilatorul autoblocat

9.51. Pentru oscilatoarele astabile se lucrează de obicei cu raport pauză/impuls (T_p/T_i) mare, deci perioada oscilaţiilor $T \cong T_p$. Pentru a se asigura stabilitatea frecvenţei cu temperatura se alege $R_B \ll \frac{E_C}{I_{CB0}}$ şi rezultă $T = \frac{1}{f} = CR_B \ln \left(1 + \frac{U_i}{E_C}\right)$. Mărind E_C scade T, deci creşte f.

9.52. Pentru $f = 1\,000$ Hz, $R_B = 20$ kΩ, iar pentru $f = 500$ Hz, $R_B = 40$ **kΩ.**

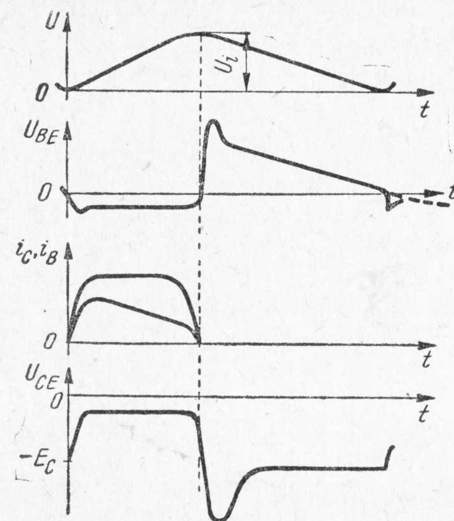


Fig. 9.53R

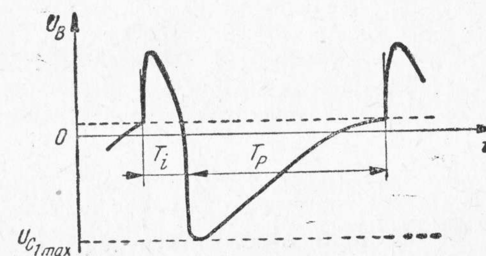


Fig. 9.54R

9.53. Se obțin formele de undă din figura 9.53R.

9.54. $T = T_p + T_i \cong T_p$; $T_p \cong R_B C_1 \ln \left[1 + \dfrac{U_{C1max}}{U_B + R_B I_{CB0}}\right]$.

10. CIRCUITE DE BALEIAJ

Deflexia electromagnetică

10.1. Pentru a ilustra cele spuse în enunț, se poate folosi figura 10.1R, în care s-a ales un sistem de axe xyz. Electronul va fi supus unei forțe $\bar{F} = m\bar{a}$, care în cazul nostru va fi egală cu $\bar{f} = e(\bar{v} \times \bar{B})$. Vom scrie însă acest lucru după cele două axe după care vor exista componente ale forței, respectiv ale accelerației (derivata a doua a spațiului în raport cu timpul) și ale vitezei (derivata întîi a spațiului în raport cu timpul). Semnele țin seama de sensul ales al cîmpului.

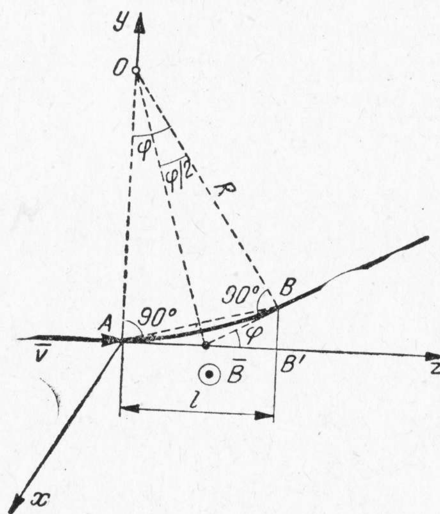


Fig. 10.1R

$$m\frac{d^2y}{dt^2} = -eB\frac{dz}{dt} \text{ și } m\frac{d^2z}{dt^2} = -eB\frac{dy}{dt}.$$

Condițiile inițiale, la $t = 0$, sînt

$$x = y = z = 0 \Rightarrow \frac{dy}{dt} = 0 \text{ și } \frac{dz}{dt} = v.$$

Se găsesc soluțiile

$$y = \frac{mv}{eB}\left(1 - \cos\frac{eB}{m}t\right);$$

$$z = \frac{mv}{eB}\sin\frac{eB}{m}t.$$

Eliminînd timpul, rezultă

$$\left(y - \frac{mv}{eB}\right)^2 + z^2 = \left(\frac{mv}{eB}\right)^2.$$

Aceasta este ecuaţia unui cerc cu centrul în O şi cu raza

$$R = \frac{mv}{eB}.$$

Unghiul făcut cu tangenta la cerc în punctul de ieşire din cîmp, tangentă după care se mişcă electronul pînă la ecran, este dat de

$$\sin\varphi = \frac{l}{R} = \frac{leB}{mv}.$$

○ **Observaţie.** Acelaşi lucru se poate deduce şi ţinînd seama de faptul că la un cîmp uniform şi la o viteză constantă care-şi modifică doar direcţia şi nu valoarea, mişcarea electronului se face după un cerc a cărui rază rezultă din egalitatea forţei centripete $\bar{f}$ cu forţa centrifugă $f = \frac{mv^2}{R}$.

Atunci :

$$evB = \frac{mv^2}{R}$$

şi

$$R = \frac{mv}{eB}.$$

10.2. Din figura 1 din breviar se deduce că în punctul B electronul are coordonatele

$$\begin{cases} z = R\sin\varphi; \\ y = R - R\cos\varphi = R\left(1 - \sqrt{1 - \frac{x^2}{R^2}}\right). \end{cases}$$

Pentru $z = l$

$$y\,|_{z=l} = R\left(1 - \sqrt{1 - \frac{l^2}{R^2}}\right) \cong R\left[1 - \left(1 - \frac{1}{2}\cdot\frac{l^2}{R^2}\right)\right] = \frac{1}{2}\cdot\frac{l^2}{R}.$$

Deviaţia pe verticală avută în punctul B este, ţinînd seama că $\sin\varphi = l/R$,

$$y\,|_{z=l} = \frac{l}{2}\sin\varphi.$$

Mai departe mişcarea se face pe tangentă. Electronul se mişcă ca şi cînd ar fi mers nedeviat pînă în punctul P, iar apoi este deviat brusc cu unghiul φ. Dacă se presupune ecranul sferic, distanţa $\overline{PQ} = \overline{PM}$ şi deviaţia totală y va fi

$$Y = L\sin\varphi.$$

Ţinînd seama că

$$\sin\varphi = \frac{l}{R} = \frac{leB}{mv},$$

rezultă

$$Y = \frac{leB}{mv} L.$$

Ţinînd de asemenea seama de egalitatea energiilor cinetică şi a cîmpului:

$$eU_a = \frac{mv^2}{2},$$

se deduce

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m} U_a}.$$

Înlocuind în expresia deviaţiei, se obţine

$$Y = \sqrt{\frac{e}{2m}} \cdot \frac{B}{\sqrt{U_a}} lL.$$

Sensibilitatea este raportul

$$S_m = \frac{Y}{B} = \sqrt{\frac{e}{2m}} \cdot \frac{lL}{\sqrt{U_a}},$$

care dă deplasarea pe unitatea de cîmp.

Se observă că aceasta este direct proporţională cu lungimea cîmpului, cu distanţa la ecran şi este invers proporţională cu tensiunea de accelerare.

De aceea, într-un cinescop, cînd creşte luminanţa ecranului creşte curentul de fascicul, scade de regulă U_a şi ca urmare se măreşte dimensiunea imaginii.

10.3. Se poate arăta că $\overline{AM} = \overline{MB}$ şi că

$$\overline{MB'} = \frac{a}{\text{tg}\,\varphi}; \quad \overline{AM} = \overline{MB} = \frac{a}{\sin\varphi},$$

iar

$$\overline{PM} = \overline{MA} - \frac{l}{2} = \frac{l}{2} - \overline{MB'} = \frac{a}{\sin\varphi} - \frac{l}{2}.$$

Dar

$$l = \frac{a}{\sin\varphi} + \frac{a}{\text{tg}\,\varphi/2} = \overline{MA} + \overline{MB'}.$$

Scriind că $\sin\varphi = 2\sin\frac{\varphi}{2}\cos\frac{\varphi}{2}$; $\text{tg}\,\varphi = \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}$ şi $\cos\varphi = 2\cos^2\frac{\varphi}{2} - 1$, şi făcînd înlocuirile, se găseşte

$$l = \frac{a}{\text{tg}\frac{\varphi}{2}}.$$

Introducînd în valoarea pentru $\overline{PM}$, se găsește

$$\overline{PM} = \frac{l\,\mathrm{tg}\frac{\varphi}{2}}{\sin\varphi} - \frac{l}{2} = \frac{l}{2}\left[\frac{\mathrm{tg}\frac{\varphi}{2}}{\sin\frac{\varphi}{2}\cos\frac{\varphi}{2}} - 1\right] = \frac{l}{2}\left[\frac{1}{\cos^2\varphi/2} - 1\right].$$

Cum

$$\cos\varphi = 2\cos^2\frac{\varphi}{2} - 1 \Rightarrow \cos^2\frac{\varphi}{2} = \frac{1+\cos\varphi}{2},$$

rezultă după transformări :

$$\overline{PM} = \frac{l}{2}\left[\frac{1-\cos\varphi}{1+\cos\varphi}\right].$$

La $\varphi = 0$ rezultă $\overline{PM} = 0$, la $\varphi = 45°$, $\overline{PM} = 0{,}086$, deci foarte mic și în orice caz și mai mic în raport cu $L(l \ll L)$. Prin urmare nu se face practic nici o eroare dacă se consideră centrul de deflexie la $l/2$.

10.4. S-a arătat în problemele 10.1 și 10.2 că

$$\sin\varphi = \frac{leB}{mv} \text{ și că } v = \sqrt{\frac{2e}{m}U_a}.$$

Ținînd seama că $B = \mu_0\mu_r H$, avînd $\mu_r = 1$, după înlocuiri rezultă :

$$\sin\varphi = \frac{le\mu_0 H\sqrt{m}}{m\sqrt{2eU_a}} = \mu_0\sqrt{\frac{e}{2m}}\cdot\frac{l}{\sqrt{U_a}}H = k\frac{l}{\sqrt{U_a}}H.$$

Introducînd valorile cunoscute

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m ; $e = 1{,}6\cdot 10^{-19}$ C ; $m = 9{,}109\cdot 10^{-31}$ kg ; $e/m = 1{,}756\cdot 10^{11}$ C/kg,

se pot calcula pe rînd

$$e/2m = 8{,}78 10^{10}\ ;\ \sqrt{e/2m} = 2{,}963\cdot 10^5$$

și rezultă în final

$$k = 37{,}23 10^{-2} = 0{,}37 \cong \frac{1}{2{,}69}.$$

Prin urmare :

$$H = 2{,}69\frac{\sqrt{U_a}}{l}\sin\varphi\ \text{[A/m]}.$$

Dacă, așa cum se vede din figura 1 din breviar, D este diametrul în care este situat cîmpul, contează reluctanța în aer și

$$nI = HD = 2{,}7\frac{D}{l}\sqrt{U_a}\sin\varphi.$$

La începutul unui calcul, D nu se cunoaște, dar se poate scrie în funcție de diametrul gîtului

$$D = qd.$$

De regulă $q_H = 1{,}4$ și $q_V = 1{,}2$.

– Lungimea bobinelor l nu poate fi prea mare (ca să scadă nl) fiindcă fasciculul poate atinge gîtul. Valoarea maximă a lungimii se poate deduce din condiția ca diamensiunea $\overline{BB'}$ (v. fig. 10.3) să nu depășească diametrul interior al gîtului, d_{gint}.

Dar

$$\overline{BB'} = R(1 - \cos\varphi_{max}) = \frac{l_{max}}{\sin\varphi_{max}}(1 - \cos\varphi_{max}).$$

Deci

$$a_{int} = \frac{d_{int}}{2} \cong 0{,}45\, d_g = \frac{l_{max}}{\sin\varphi_{max}}(1 - \cos\varphi_{max}).$$

Rezulta

$$l_{max} = 0{,}45\, d_g \frac{\sin\varphi_{max}}{1 - \cos\varphi_{max}} = 0{,}45\, d_g \operatorname{ctg}\frac{\varphi_{max}}{2}.$$

Unghiul φ_{max} este socotit pe diagonala ecranului. În mod absolut corect ar trebui să se țină seama și de dimensiunea fasciculului de diametrul $2r$, care indică o reducere suplimentară a lungimii bobinelor.

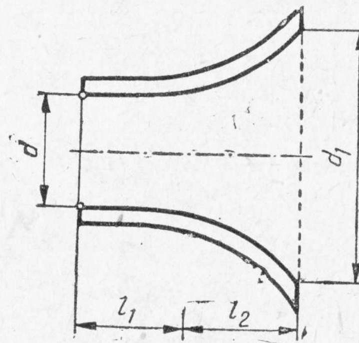


Fig. 10.5R

10.5. Se pornește de la condiția că energia magnetică să fie concentrată în volumul V al cilindrului ocupat de bobină. Cilindrul are diametrul bazei D și lungimea l.

$$W_m = \frac{1}{2} L I_M^2 = w_m V = \frac{BH}{2} V = \frac{\mu H^2}{2} \cdot \frac{\pi D^2}{4} l.$$

Cum

$$H = \frac{I_M n}{D} \text{ și } \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ (H/m)},$$

dacă se ia $\pi^2 \simeq 10$ după înlocuiri rezultă

$$L \cong l n^2 \cdot 10^{-6} \text{ [H]}.$$

Pentru bobina care îmbracă și o parte din con, atît în formula care dă numărul de amperspire, cît și în expresia inductanței trebuie să se țină seama de o lungime echivalentă l_{ech}, așa cum se arată în figura 10.5R.

Lungimea echivelentă este dată de relația

$$l_{ech} = l_1 + l_2 \frac{1 + \frac{d}{d_1}}{2}.$$

O altă cale de a deduce inductanța este următoarea,

Se scrie că:

$$HD = nI_M.$$

Fluxul este:

$$\Phi = BS = Bd_g l = \mu_0 H d_g l$$

şi rezultă inductanţa

$$L = \frac{n\Phi}{I_M} = \frac{n\mu_0 H d_g l}{\frac{HD}{n}} = \mu_0 n^2 \frac{d_g}{D} l = 4\pi \cdot 10^{-7} n^2 \frac{d_g}{D} l,$$

deci

$$L \cong 1{,}26\, n^2 \frac{d_g}{D} l\, 10^{-6} \quad [\mathrm{H}],$$

în care lungimea bobinelor se ştie:

$$l = \frac{1}{2} \frac{d_g}{\mathrm{tg}\frac{\varphi_{max}}{2}} = \frac{a}{\mathrm{tg}\frac{\varphi_D}{2}}$$

10.6. Expresia generală a energiei magnetice W_m într-un volum V în care există densitatea de energie w_m este

$$W_m = w_m V = \frac{BH}{2} V = \mu \frac{H^2}{2} V.$$

Înlocuind cu expresiile şi valorile deduse în problemele precedente pe H şi μ_0 şi ţinînd seama că în literatura de specialitate se notează de regulă raza gîtului tubului cu a, deci volumul este

$$V = \pi \left(\frac{d^2}{2}\right) l = \pi a^2 l$$

şi, dacă se consideră într-o primă aproximaţie bobinele amplasate direct pe gît, atunci

$$W_m = \mu_0 \frac{2{,}7^2}{2} \cdot \frac{U_a}{l^2} \cdot \sin^2\varphi \cdot \pi a^2 l = 143{,}89 \cdot 10^{-7} a^2 \frac{U_a}{l} \sin^2\varphi.$$

Dar

$$l = \frac{a}{\mathrm{tg}\,\varphi/2}$$

şi energia rezultă

$$W_m = 143{,}89 \cdot 10^{-7} a U_a \sin^2\varphi \cdot \mathrm{tg}\,\varphi/2.$$

În această expresie avem a [m], U_a [V] şi rezultă W_m [J].

○ **Observaţie.** Este mai comod uneori să se lucreze direct cu a [mm] şi U_a [kV]. Ţinînd seama de aceasta va rezulta

$$W_m = 0{,}0143\ a\,[\mathrm{mm}] \cdot U_a\,[\mathrm{kV}] \sin^2\varphi \cdot \mathrm{tg}\,\varphi/2 \quad [\mathrm{mJ}].$$

Acestei expresii trebuie să i se aducă unele corecții. Așa cum s-a arătat, lungimea maximă l_{max} depinde de unghiul de deflexie pe diagonală φ_{max} sau φ_D. Cîmpul H este creat pe cele două direcții H și V ca să asigure deflexia cu unghiurile $\varphi_{H,V}$, bobinele nu sînt puse direct pe gît (intervine o majorare cu q_H sau q_V), iar fasciculul de rază r_f nu trebuie să atingă pereții tubului.

Reluînd calculele se ajunge la expresia :

$$W_m = \frac{0{,}0143(a + q_{H,V})^2 U_a \sin^2 \varphi_{H,V} \operatorname{tg} \varphi_{D/2}}{(a - r_f)},$$

în care se folosesc aceleași unități (mm, kV), pentru ca rezultatul să se obțină în milijouli.

Unghiurile de deflexie se calculează ușor cînd se cunoaște cinescopul, diagonala D, unghiul de deflexie pe diagonală φ_D și raportul de aspect al imaginii H/V. Astfel :

$$\operatorname{tg} \varphi_H = \frac{H}{D} \operatorname{tg} \varphi_D ; \quad \operatorname{tg} \varphi_V = \frac{V}{D} \operatorname{tg} \varphi_D,$$

din care se pot calcula $\sin \varphi_H$, respectiv $\sin \varphi_V$.

Pentru cinescoapele cu diagonala de 31 cm cu $2\varphi_D = 110°$, $d_g = 20$ mm și $U_a = 11$ kV rezultă o energie de circa 0,8 mJ. Pentru cinescoapele cu diagonala de 65 cm cu $2\varphi_D = 110°$, $d_g = 28$ mm și $U_a = 18$ kV se ajunge la energii de ordinul 1,8–2 mJ.

10.7. Densitățile de energie sînt :

$$w_m = \frac{1}{2} BH = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} = \frac{1}{2} \mu H^2 ;$$

$$w_e = \frac{1}{2} ED = \frac{1}{2} \frac{D^2}{\varepsilon} = \frac{1}{2} \varepsilon E^2.$$

În condiții de egalitate rezultă :

$$\frac{B^2}{\mu} = \varepsilon E^2,$$

de unde

$$\frac{B}{E} = \sqrt{\varepsilon\mu}, \text{ iar în aer } \frac{B}{E} = \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} = \frac{1}{c}.$$

Raportul dintre forțele necesare în cazul celor două cîmpuri este :

$$\frac{F_m}{F_e} = \frac{evB}{eE} = \frac{v}{c} = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{2e}{m} \cdot U_a}.$$

Dacă, de exemplu, $U_a = 18$ kV rezultă $v/c = 0{,}27$ și $F_e \cong 4F_m$.

Dacă d_g este dat, o să rezulte volume diferite $V_m > V_e$ deoarece bobinele sînt amplasate în exteriorul tubului, iar plăcile de deflexie în interior. Prin urmare

$$W_m = w_m V_m > W_e = w_e V_e$$

pentru o deflexie dată.

10.8 Se aleg cinescoape cu diagonala de 31 cm, avînd $d_g = 20$ mm și $U_a = 11$ kV, $2\varphi_D = 90°$ și cu diagonala de 65 cm, avînd $U_a = 18$ kV și $2\varphi_D = 110°$. Bobinele de deflexie folosite au $L_H = 260$ μH, respectiv $L_H = 2{,}9$ mH, la care se pot adăuga în serie inductanțe de corecție a liniarității $L_l \cong 0{,}1$ mH și de regiaj al dimensiunilor $L_d = 0{,}1$ mH.

Calculele se fac determinînd mai întîi φ_D, apoi tg φ_D. Ulterior se află tg φ_H, respectiv tg φ_V, cunoscînd rapoartele $\frac{H}{D}$ și $\frac{V}{D}$ care depind de raportul imaginii cinescopului $\frac{H}{V} = \frac{4}{3}$ sau $\frac{5}{4}$.

Din valoarea tangentei se calculează sin $\varphi_{H,V}$, apoi $\sin^2 \varphi_{H,V}$.

Cunoscînd toate acestea, se introduc în formula din problema 10.6 și se găsesc energiile. Se ține seama de corecțiile date de valoarea lui $q_{H,V}$ și a razei fasciculului r_f.

Se găsesc valori de circa

$$W_{m_{31}} \cong 0{,}8-1 \text{ mJ};$$

$$W_{m_{65}} \cong 1{,}8-2 \text{ mJ},$$

ceva mai mari pe orizontală decît pe verticală.

Curentul I_H rezultă din expresia energiei

$$W_{mH} = \frac{1}{2} L_H I_{HM}^2,$$

dat fiind compartamentul inductiv al bobinelor L_H:

$$I_{HM} = \sqrt{\frac{2W_{mH}}{L_H}}$$

și este în condițiile date de ordinul $I_{Hvv} = 2$ A_{vv}.

Puterea este

$$P_H = W_{mH} f_H \cong 1 \div 2 \text{ (mJ)} \times 15\,625 = (15 - 30) \text{ VA}$$

(sau chiar mai mare în *TVC*).

Pentru baleiajul vertical comportamentul bobinelor este aproape pur rezistiv. Dacă bobinele au rezistența R_V, se poate scrie că

$$P_V \cong R_V I_{Vef}^2 = R_V \frac{I_{Vvv}^2}{\sqrt{12}} = \frac{R_V I_{VM}^2}{\sqrt{3}}.$$

În expresia de mai sus s-a ținut seama de valoarea efectivă a unui curent în formă de dinte de ferăstrău.

Cunoscînd rezistența și puterea, se deduce curentul necesar. Puterile sînt de ordinul wattului cel mult și curenții care rezultă sînt de ordinul 1—2 A_{vv}.

10.9. În cazul unui ecran sferic (v. fig. 1 din breviar) deviația y_s este dată de:

$$y_s = L \sin \varphi,$$

iar dacă ecranul este plan

$$y_p = L \operatorname{tg} \varphi = L \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi}};$$

Din capul locului se vede că deviația nu mai este proporțională cu unghiul, respectiv cu curentul sau cîmpul (I și H variază cu sin φ și pînă la unghiuri $\varphi \leqslant 50^\circ$ dependența este apropiată de cea liniară), ci cu tangenta.

Pentru curenți egali, respectiv unghiuri egale, în cazul ecranului plan se obțin deviații mai mari. Cu cît ne depărtăm de centrul ecranului distanța între linii se va mări. Cumulînd efectele pe cele două direcții, forma imaginii va fi distorsionată sub formă de pernă.

Conform figurii 1 din breviar se poate scrie că

$$y = L \operatorname{tg} \varphi \text{ și } y_{max} = \frac{D}{2} = L \operatorname{tg} \varphi_{max} = L \operatorname{tg} \varphi_D.$$

Prin urmare

$$\frac{y}{D/2} = \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\operatorname{tg} \varphi_D};$$

Pe de altă parte, considerînd curenții, s-a văzut că expresia care dă amperspirele este de tipul

$$i = K \sin \varphi$$

pentru un curent oarecare, iar pentru curentul maxim

$$I_M = K \sin \varphi_D.$$

Înlocuind

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi}} \text{ și } \operatorname{tg} \varphi_D = \frac{\sin \varphi_D}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi_D}},$$

se găsește

$$\frac{y}{D/2} = \frac{i}{I_M} \cdot \frac{\cos \varphi_D}{\sqrt{1 - \frac{i^2}{K^2} \cdot \frac{I_M^2}{I_M^2}}} = \frac{i}{I_M} \cdot \frac{\cos \varphi_D}{\sqrt{1 - \left[\frac{i}{I_M} \sin \varphi_D\right]^2}}.$$

Pentru un unghi φ_D dat se poate face reprezentarea $\frac{y}{D/2} = f\left(\frac{i}{I_M}\right)$, care arată ca în figura 10.9R, *a*.

În mod obișnuit interesează nu unghiul pe diagonală, ci φ_H, respectiv φ_V, care intervin pentru curenții pe cele două direcții. Diagrama este trasată pentru $\varphi_{H max} = 50^\circ$ în cazul unui cinescop cu $2\varphi_D = 110^\circ$. Se vede că relația este neliniară.

Corecția se poate face căutînd să se găsească forma necesară a cîmpului H, respectiv a curentului I.

Înlocuind în relația

$$y = L \operatorname{tg} \varphi = L \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 - \sin^2 \varphi}}$$

cîmpul din relația de tipul

$$\sin \varphi = KH,$$

rezultă

$$y = \frac{KLH}{\sqrt{1 - K^2H^2}}.$$

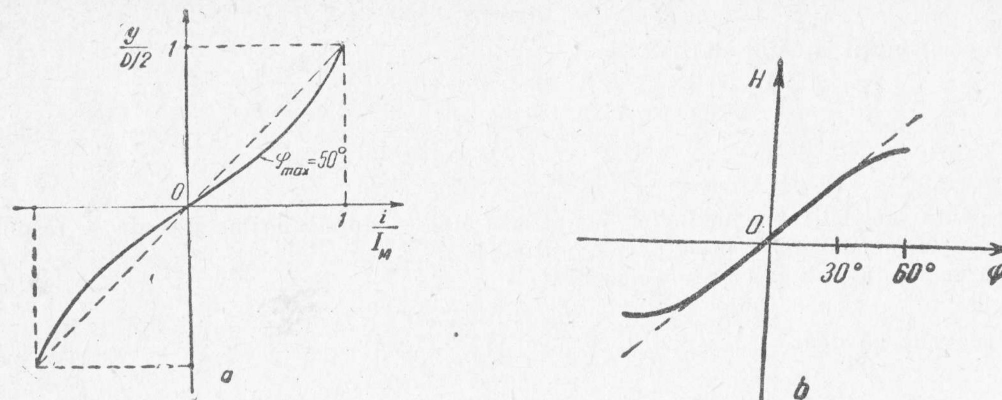


Fig. 10.9R

Se rezolvă ecuația în raport cu H:

$$H = \frac{1}{K} \cdot \frac{y/L}{\sqrt{1 + (y/L)^2}} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}}.$$

Dacă se dorește o variație liniară a deplasării pe ecran în raport cu timpul

$$y = K \operatorname{tg} \varphi = K \frac{2t}{T_d} \operatorname{tg} \varphi_{max},$$

atunci H, respectiv curentul i, vor trebui să varieze neliniar cu φ.

Expresia precedentă este reprezentată în figura 10.9R, *b*. Se observă că este necesară o formă în „S". Așa se și procedează în practică. Se realizează o predistorsiune în formă de „S" a curentului, pentru compensarea distorsiunii de ecran plat.

Se poate deduce din relațiile precedente și expresia care dă curentul în funcție de timp

$$\frac{i}{I_M} = \frac{2t}{T_d} \cdot \frac{1}{\cos \varphi_{max}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2t}{T_d}\right)^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_{max}}}.$$

10.10. Se știe că din motive de simetrie pară față de axa x și impară față de origină (ținînd seama de sensurile curenților), ca în figura 10.10R, legea de distribuție a amperspirelor n_α în jurul gîtului poate fi exprimată printr-o expresie în care intervin doar termeni în cosinus, și numai cei impari:

$$n_\alpha = a_1 \cos \alpha + a_3 \cos 3\alpha + a_5 \cos 5\alpha,$$

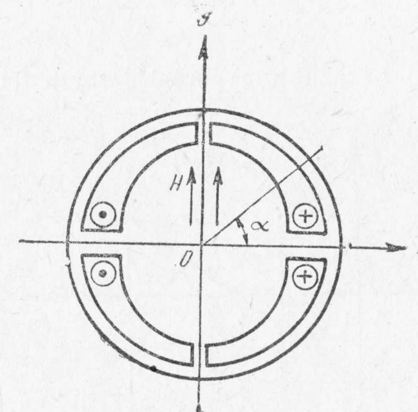


Fig. 10.10R

în care coeficienţii a_k sînt daţi de

$$a_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} n_\alpha \cos(k\alpha) d\alpha.$$

a_1 reprezintă sensibilitatea bobinelor, iar ceilalţi sînt — după mărime şi semn — **responsabili** de diverse forme de distorsiuni (pernă, butoi etc.).

Dacă se ia un bobinaj cosinusoidal cu

$$n_\alpha = n_0 \cos \alpha,$$

atunci se vede că doar

$$a_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} n_0 \cos^2 \alpha \, d\alpha = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} n_0 \left(\frac{1 + \cos 2\alpha}{2}\right) d\alpha \neq 0$$

şi toţi ceilalţi coeficienţi sînt nuli, deoarece pentru $k \neq 1$

$$a_k = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} n_0 \cos \alpha \cdot \cos(k\alpha) d\alpha = 0.$$

10.11. Definiţia valorii efective este

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}.$$

În cazul unui curent dinte de ferăstrău, acesta se poate exprima pe cursa directă sub forma

$$i(t) = I_M\left(1 - \frac{2t}{T_d}\right)$$

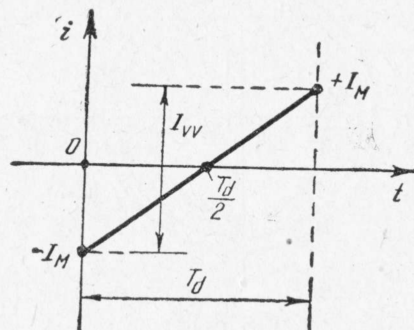


Fig. 10.11R

aşa cum se vede din figura 10.11R (dacă curentul este descrescător), sau sub forma

$$i(t) = I_M\left(\frac{2t}{T_d} - 1\right)$$

dacă este crescător.

Se calculează întîi expresia de sub integrală, după ce s-a scos afară I_M

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} \left(1 - \frac{2t}{T_d}\right)^2 dt = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} dt - \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} \frac{4t}{T_d} dt + \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} \frac{4t^2}{T_d^2} dt.$$

Se obține:

$$\frac{1}{T_a} T_a - \frac{1}{T_a} \cdot \frac{4}{2} \cdot \frac{T_a^2}{T_a} + \frac{1}{T_a} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{T_a^3}{T_a} = 1 - 2 + \frac{4}{3} = \frac{1}{3}.$$

Deci

$$I_{ef} = \frac{I_M}{\sqrt{3}}.$$

Dacă se consideră $I_M = \frac{I_{vv}}{2}$, atunci

$$I_{ef} = \frac{I_{vv}}{2\sqrt{3}} = \frac{I_{vv}}{\sqrt{12}}.$$

Baleiajul orizontal

10.12. Tensiunea la bornele bobinei este

$$u_H = L_H \frac{di_H}{dt}.$$

În cazul unui curent sub formă de dinte de ferăstrău, pe cursa directă derivata este chiar tangenta I_{Hvv}/T_{dH}, deci

$$U_{dir} = \frac{L_H I_{Hvv}}{T_{dH}};$$

Înlocuind valorile, rezultă:

$$U_{dir} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 2}{52 \cdot 10^{-6}} \cong 115 \text{ V}.$$

Prin urmare, tensiunea de alimentare a etajului final de baleiaj orizontal care lucrează în comutație cu un tranzistor sau tiristor, trebuie să fie cel puțin egală cu această valoare.

10.13. Circuitul echivalent pe timpul întoarcerii este reprezentat în figura 10.13R, *a* cînd se deschide comutatorul care simbolizează tranzistorul care se blochează.

Condițiile inițiale sînt, la $t = 0$:

$$i = I_M;\ u_C = E;\ u_L = L\frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{E}{L}.$$

Ecuația care descrie circuitul este dedusă din teorema a doua a lui Kirchhoff:

$$\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int_0^t i dt = 0.$$

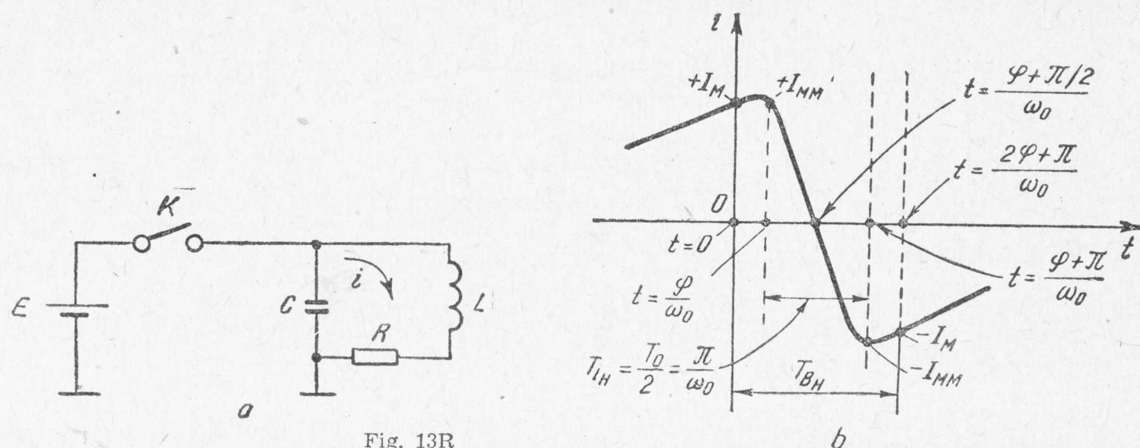


Fig. 13R

Se mai derivează o dată şi se împarte cu L. Se obţine:

$$\frac{d^2i}{dt^2}+\frac{R}{L}\cdot\frac{di}{dt}+\frac{1}{LC}i=0.$$

Se introduce decrementul $\delta=\frac{R}{2L}$ şi pulsaţia $\omega_0^2=\frac{1}{LC}$, făcînd notaţiile

$$\frac{R}{L}=2\delta=2\xi\omega_0;$$

$$\xi=\frac{R}{2L}\sqrt{LC}=\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}=\frac{R}{2\omega_0 L}=\frac{R}{2X_L}=\frac{1}{2Q}=\frac{\delta}{\omega_0}.$$

În aceste condiţii, ecuaţia caracteristică este

$$\alpha^2+2\xi\omega_0\alpha+\omega_0^2=0.$$

Rădăcinile sînt

$$\alpha_{1,2}=-\xi\omega_0\pm\sqrt{\xi^2\omega_0^2-\omega_0^2}=\omega_0\left[-\xi\pm j\sqrt{1-\xi^2}\right]=-\delta\pm\sqrt{\delta^2-\omega_0^2}=-\delta\pm x.$$

Cum $\delta<\omega_0$, notăm $\omega_1=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$ şi $x=j\omega_1$.

Deci

$$\alpha_{1,2}=-\delta\pm j\omega_1.$$

Circuitul va fi în regim oscilant amortizat. Fenomenul are loc datorită energiei înmagazinate în bobina L, $W_m=\frac{1}{2}LI_M^2$ la deschiderea comutatorului.

Soluţia generală a ecuaţiei diferenţiale a circuitului este

$$i=Ae^{\alpha_1 t}+Be^{\alpha_2 t},$$

Determinarea constantelor A și B se face ținînd seama de condițiile inițiale și considerînd încă o ecuație dată de derivata curentului.

La $t = 0$ avem

$$i = A + B = I_M\,;$$

$$\frac{di}{dt} = \alpha_1 A + \alpha_2 B = \frac{E}{L}\,.$$

Din rezolvarea sistemului de două ecuații cu două necunoscute se determină

$$A = \frac{E/L - \omega_0 I_M(-\xi - j\sqrt{1-\xi^2})}{2j\,\omega_0\sqrt{1-\xi^2}}\,;$$

$$B = \frac{-E/L + \omega_0 I_M(-\xi + j\sqrt{1-\xi^2})}{2j\,\omega_0\sqrt{1-\xi^2}}\,.$$

Introducînd aceste valori în expresia soluției generale, se găsește după înlocuire și gruparea termenilor

$$i = e^{-\xi\omega_0 t}\left[I_M \cos \omega_0\sqrt{1-\xi^2}\cdot t + \frac{E/L + \xi\omega_0 I_M}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}}\sin \omega_0\sqrt{1-\xi^2}\cdot t\right]$$

S-a ținut seama că

$$\frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} = \cos x \text{ și } \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} = \sin x.$$

Punînd

$$\frac{\dfrac{E}{L} + \xi\omega_0 I_M}{I_M\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} = \operatorname{tg}\varphi \text{ și știind că } \cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2\varphi}}\,,$$

rezultă după înlocuire, restrîngerea termenilor și cu notațiile făcute inițial

$$i = e^{-\delta t}\sqrt{I_M^2 + \frac{\left(\dfrac{E}{L} + \delta I_M\right)^2}{\omega_0^2 - \delta^2}}\cdot\cos(\omega_1 t - \varphi);$$

Aceasta este o oscilație pe frecvența $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$, cu amplitudini ce scad cu timpul. Cum $\delta \ll \omega_0$, pulsația este dată chiar de elementele LC.

Dacă se admite că pierderile sînt neglijabile, $\delta \cong 0$ și expresia va fi

$$i = I_M\sqrt{1 + \left(\frac{E}{L\omega_0 I_M}\right)^2}\cos(\omega_0 t - \varphi).$$

Acest lucru este în orice caz valabil pentru o semiperioadă a oscilațiilor adică atît timp cît este lăsat circuitul să oscileze pentru a asigura întoarcerea, iar la $t = 0$ și $t = \pi$, $i = I_M$ respectiv $-I_M$. Reprezentarea este făcută în figura 10.13R, *b*.

Valorile maxime sînt obținute pentru $\cos(\omega_0 t - \varphi) = 1$, adică la $\omega_0 t - \varphi = 0$ sau $\omega_0 t - \varphi = \pi$.

$$i\Big|_{t=\frac{\varphi}{\omega_0}} = I_M\sqrt{1+\mathrm{tg}^2\,\varphi} = I_{MM}.$$

Aceasta se petrece după întreruperea circuitului.

Valoarea de la momentul $t = 0$ se regăsește cu semn schimbat și la momentul dat de

$$\omega_0 t - 2\varphi = \pi.$$

Se poate calcula și tensiunea la bornele bobinei :

$$u_L = L\frac{di}{dt} = -\omega_0 L I_M \sqrt{1 + \left(\frac{E}{L\omega_0 I_M}\right)^2}\sin(\omega_0 t - \varphi).$$

Scriind altfel se obține

$$u_L = -E\sqrt{1 + \frac{1}{\mathrm{tg}^2\,\varphi}}\sin(\omega_0 t - \varphi).$$

Valoarea maximă a tensiunii inverse este

$$|U_{i\,max}| = E\sqrt{1 + \frac{1}{\mathrm{tg}^2\,\varphi}}$$

și apare la jumătatea cursei de întoarcere, la

$$t = \frac{\varphi + \pi/2}{\omega_0}.$$

10.14. Intoarcerea propriu-zisă este dată aproximativ de relația

$$T_i \cong \frac{T_0}{2} = \pi\sqrt{LC}.$$

Deci

$$\sqrt{LC} = \frac{T_i}{\pi}.$$

Prin urmare timpul $t = \frac{\varphi}{\omega_0}$ după care se ajunge la valoarea maximă a curentului se poate evalua aproximativ considerînd $\mathrm{tg}\,\varphi \cong \varphi$ (acest timp este foarte mic, deci aproximarea este valabilă).

Ținînd cont că

$$\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{E}{L\omega_0 I_M} = \frac{E}{L I_M}\sqrt{LC} = \frac{I_M}{\frac{T_a}{2} I_M}\sqrt{LC},$$

rezultă

$$\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{2}{T_a}\sqrt{LC} = \frac{2}{\pi}\frac{T_i}{T_a} \ll 1.$$

$$t = \frac{\varphi}{\omega_0} = \frac{2}{T_d} \cdot \frac{\sqrt{LC}}{\omega_0} = \frac{2}{T_d} LC = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{T_i^2}{T_d}.$$

Durata în care nu se transmite semnalul de imagine este, după figura 10.13R, *b*:

$$T_i = \frac{2\varphi}{\omega_0} + \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0}(2\varphi + \pi) = \pi\sqrt{LC}\left(\frac{2\varphi}{\pi} + 1\right);$$

$$T_i = \pi\sqrt{LC}\left[1 + \frac{4}{\pi T_d}\sqrt{LC}\right] = \frac{T_0}{2}\left[1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{T_0}{T_d}\right].$$

Dacă se dorește o relație aproximativă în funcție de T_i (din normă), se face înlocuirea $\sqrt{LC} = \frac{T_i}{\pi}$ și se obține și frecvența de oscilație:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\pi}{T_i}\left[1 + \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{T_i}{T_d}\right].$$

10.15. Tensiunea la bornele bobinelor de deflexie are valoarea maximă la momentul

$$t' = \frac{\varphi + \frac{\pi}{2}}{\omega_0}.$$

Se presupune în continuare că $\mathrm{tg}\,\varphi \ll 1$, deci inegalitatea $\mathrm{tg}^2\,\varphi \ll 1$ va fi și mai bine satisfăcută.

Prin urmare

$$U_{i\,max} = E\sqrt{1 + \frac{1}{\mathrm{tg}^2\,\varphi}} \cong \frac{E}{\mathrm{tg}\,\varphi} = \frac{E}{2\sqrt{LC}} T_d.$$

Înlocuind valoarea găsită în problema 10.14 pentru $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, se găsește

$$U_{i\,max} = E\frac{\pi}{2} \cdot \frac{T_d}{T_i}\left[1 + \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{T_i}{T_d}\right] = E\left[\frac{2}{\pi} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T_d}{T_i}\right].$$

Pentru cazul unei tensiuni de alimentare $E = 120$ V, în cadrul normei OIRT ($T_d = 52$ μs și $T_i = 12$ μs) se găsește

$$U_{i\,max} = 120\left[\frac{2}{\pi} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{52}{12}\right] \cong 900 \text{ V}.$$

În funcție de montaj, la bornele comutatorului poate apărea această tensiune la care se adaugă și tensiunea sursei de alimentare, deci

$$U_{com\,max} = E + U_{i\,max} = E\left[1 + \frac{2}{\pi} + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T_d}{T_i}\right]$$

rezultînd în cazul analizat circa 1 000 V.

○ **Notă.** Acest calcul se poate face şi mai simplu, uneori considerînd de exemplu circuitul şi ştiind fie energia W_m şi valoarea capacităţii de acord C, fie inductanţa, valoarea curentului şi pulsaţia pe întoarcere ω_0, care este de circa $3\omega_H$. Se pot vedea relaţiile (14) şi (15) din breviar, care conduc la aceleaşi valori.

10.16. Amplitudinea vîrf la vîrf a curentului de colector la tranzistorul BU 205 este

$$I_{Hvv} = I_{Cvv} = I_{CM}^{+} + I_{CM}^{-} = 1{,}35 + 0{,}85 = 2{,}2\ A_{vv}.$$

În raport cu valoarea medie nulă a curentului de deflexie $I_H = 0$, curentul de colector are o valoare medie de 0,25 A, dedusă din

$$I_C = I_{CM}^{+} - \frac{I_{Cvv}}{2} = 1{,}35 - 1{,}1 = 0{,}25\ A.$$

Aşa stînd lucrurile, timpii de conducţie normală T_{dT} şi inversă T_{iT} ai tranzistorului BU 205 vor fi diferiţi.

Se poate scrie că

$$\frac{I_{CM}^{+}}{I_{CM}^{-}} = \frac{T_{dT}}{T_{iT}} \Rightarrow \frac{I_{CM}^{+} + I_{CM}^{-}}{I_{CM}^{-}} = \frac{T_{dT} + T_{iT}}{T_{iT}},$$

respectiv

$$T_{iT} = T_{dH} \cdot \frac{I_{CM}^{-}}{I_{Cvv}} = 52 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{0{,}85}{2{,}2} = 20\ \mu s.$$

Conducţia directă este cu 6 µs mai lungă decît cea inversă:

$$T_{dT} = 32\ \mu s;\ T_{iT} = 20\ \mu s.$$

10.17. Se consideră un radiator de aluminiu lucios de grosime 2 mm şi suprafaţă 1,4 dm², ca într-un televizor cu circuite integrate. Acesta are rezistenţa termică $R_{thr} = 4°C/W$. Rezistenţa termică de contact între capsula tranzistorului şi radiator (izolată cu o plăcuţă de mică de grosime 0,1 mm) este de circa 1°C/W.

Suma rezistenţelor termice va fi

$$\Sigma R_{th} = 2{,}5 + 4 + 1 = 7{,}5°C/W.$$

Puterea ce poate fi disipată va fi

$$P_D = \frac{T_{j\,max} - T_{amb}}{\Sigma R_{th}}.$$

La $T_{amb} = 90°$ corespunde

$$P_D = \frac{115 - 90}{7{,}5} = 3{,}3\ W.$$

La $T_{amb} = 55°$ (cam cît este temperatura într-un televizor), puterea va fi

$$P_D = \frac{115 - 55}{7{,}5} = \frac{60}{7{,}5} = 8\ W.$$

○ **Observaţie.** Dacă puterea disipată în mod real este mai mică, de exemplu de numai 5 W, se poate determina temperatura la care lucrează joncţiunea. Pentru $T_{amb} = 50°$, de exemplu:

$$T_j = P_D \Sigma R_{th} + T_{amb} = 57{,}5 + 50 = 87{,}5°.$$

10.18. Va trebui exprimat raportul $\sqrt{\eta} = \dfrac{I^-_{CM}}{I^+_{CM}}$.

Se notează $\dfrac{T_{iH}}{T_H} = p$ şi $I_{Cvv} = I^+_{CM} + I^-_{CM}$.

I_{C0} este curentul absorbit de la sursă, deci o componentă medie obţinută din repartizarea pe întrega perioadă T_H.

Dacă se consideră doar cursa directă T_{dH}, atunci componenta medie I'_{C0} corespunzătoare doar acestui domeniu va fi mai mare. Se poate deduce din relaţia

$$I_{C0}\, T_H = I'_{C0}\, T_{dH} = I'_{C0}\,(T_H - T_{iH}) = I'_{C0}\, T_H\left(1 - \frac{T_{iH}}{T_H}\right).$$

Deci

$$I'_{C0} = I_{C0}\,\frac{T_H}{T_H\,(1-p)} = \frac{I_{C0}}{1-p};$$

Aşa stînd lucrurile, curenţii vor fi:

$$I^+_{CM} = \frac{I_{Cvv}}{2} + \frac{I_{C0}}{1-p};$$

$$I^-_{CM} = \frac{I_{Cvv}}{2} - \frac{I_{C0}}{1-p};$$

$$\sqrt{\eta} = \frac{I^-_{CM}}{I^+_{CM}} = \frac{\dfrac{I_{Cvv}}{2} - \dfrac{I_{C0}}{1-p}}{\dfrac{I_{Cvv}}{2} + \dfrac{I_{C0}}{1-p}}.$$

Ca şi în problema 10.16, se pot deduce duratele de conducţie

$$T_{iT} = T_{dH}\cdot\frac{I^-_{CM}}{I_{Cvv}} \quad \text{şi} \quad T_{dT} = T_{dH}\cdot\frac{I^+_{CM}}{I_{Cvv}},$$

în care se vor înlocui I^-_{CM} şi I^+_{CM} cu valorile ce depind de I_{Cvv} şi I_{C0}.

10.19. In figura 10.19R se arată durata minimă $\delta_{min} T_H$ pe care o poate avea pulsul de tensiune. Acesta trebuie să se termine astfel încît timpul de stocare t_s să nu depăşească începutul întoarcerii şi să ţină seama de momentul deschiderii tranzistorului, care nu se face la momentul $T_{dH}/2$, ci înainte de acesta.

Astfel

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{min} T_H}{T_H} = \frac{\text{timp excitaţie}}{T_H}.$$

Din figură se poate scrie că

$$\delta_{min}\cdot T_H = T_H - t_s - T_{iH} - T_{iT}.$$

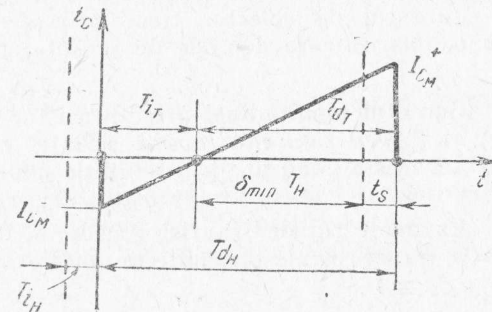


Fig. 10.19R

Dar

$$T_{iH} = \frac{\delta_{min} T_H + t_s}{\dfrac{I^+_{CM}}{I^-_{CM}}}.$$

Înlocuind și grupînd termenii se găsește că factorul de umplere are valoarea minimă:

$$\delta_{min} = \frac{1 - \dfrac{T_{iH}}{T_H}}{1 + \dfrac{I^-_{CM}}{I^+_{CM}}} - \frac{t_s}{T_H} = \frac{(1 - p)}{1 + \sqrt{\eta}} - \frac{t_s}{T_H}.$$

Valoarea maximă pentru durata pulsului de tensiune de comandă în secundar va fi

$$\delta_{max} \cdot T_H = T_H - t_s - T_{iH},$$

deci cît toată cursa directă mai puțin timpul de stocare.

Deci factorul de umplere va fi

$$\delta_{max} = 1 - \frac{T_{iH}}{T_H} - \frac{t_s}{T_H} = 1 - p - \frac{t_s}{T_H}.$$

Pentru cazul în care $T_{iH} = 12$ μs, $T_H = 64$ μs, rezultă $p \cong 0{,}19$ și dacă $\sqrt{\eta} = 0{,}75$ rezultă

$$\delta_{min} = 0{,}3;$$
$$\delta_{max} = 0{,}6.$$

Pulsul de tensiune de comandă va trebui să se termine la începutul timpului de stocare, iar factorul de umplere să fie $\delta = 0{,}3 \div 0{,}6$. Evident, frecvența va fi egală cu f_H.

10.20. Tranzistoarele de tip BU 205, BU 208 etc. sînt construite special pentru baleiajul orizontal, ca să lucreze atît în conducție normală cît și inversă cu curenți de vîrf de ordinul 1—2 A și să suporte tensiuni inverse de ordinul 1 200—1 500 V. Din acest motiv, plăcuța de siliciu pe care sînt construite prezintă o rezistență mare între contactul de colector și contactul capsulei.

Tensiunile se măsoară nu între contactele de pe plăcuța de siliciu, deci direct între electrozi, ci între contactele capsulei.

Curentul de colector trece prin această rezistență și dă o cădere de tensiune pe ea, cu o polaritate ce depinde de sensul curentului de colector. Deci:

$$u_{BC} = u_{BC'} \pm u_{RC}.$$

Curentul longitudinal prin tranzistor trece de la E la C sau de la C la E, după regim.

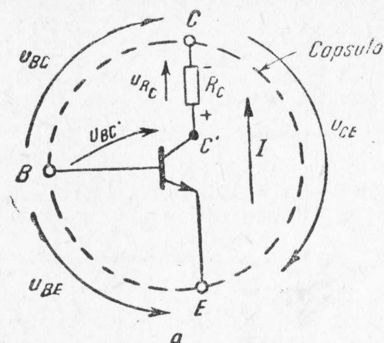
a) *Pentru saturația inversă* situația este reprezentată în figura 10.20R, *a*.

În aceste condiții, prin definiție avem

$$u_{BE} > 0; \; u_{BC'} > 0 \text{ și } u_{BC'} > u_{BE}.$$

La acest tip de tranzistor căderile de tensiune pe joncțiuni la saturație sînt mai mari ca la tranzistoarele obișnuite de putere mică (de circa 1 V). În aceste condiții $u_{BC} \cong 1{,}1$ V și $u_{BE} \cong 1$ V.

$$u_{C'E} = u_{BE} - u_{BC'} = 1 - 1{,}1 = -0{,}1 \text{ V}.$$



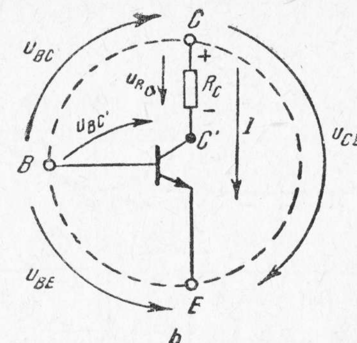


Fig. 10.20R

Dar

$$u_{BC} = u_{BC'} + u_{RC} = 1{,}1 + 0{,}4 = 1{,}5 \text{ V},$$

iar

$$u_{CEsat} = u_{C'E} + u_{RC} = -0{,}1 - 0{,}4 = -0{,}5 \text{ V}.$$

b) *La saturație directă* sensul curentului se schimbă ca în figura 10.20R, *b*.
În acest caz

$$u_{BE} > u_{BC} \text{ respectiv } 1 \text{ V} > 0{,}8 \text{ V}.$$

Deci

$$u_{BC} = u_{BC'} - u_{RC} = 0{,}8 - 1{,}3 \text{ V} = -0{,}5 \text{ V}.$$

Deci deși ambele joncțiuni sînt polarizate în sens direct, din cauza căderii de tensiune pe R_C și a curentului transversal care este mai mare la saturația directă, se măsoară între bornele B și C ale capsulei, o tensiune negativă.

Între electrozi

$$u_{C'E} = u_{BE} - u_{BC} = 1 - 0{,}8 = +0{,}2 \text{ V}.$$

Aceasta ar apărea la un tranzistor obișnuit. La tranzistorul în cauză se adaugă și căderea de tensiune pe R_C.

$$u_{CEsat} = u_{C'E} + u_{RC} = 0{,}2 + 1{,}3 = +1{,}5 \text{ V}.$$

Deoarece curentul de colector crește către sfîrșitul cursei directe, u_{RC} crește către $t = T_{dH}$ și evident crește și u_{CEsat}.

10.21. S-a arătat în breviar și în probelemele 10.3 și 10.9 că din cauza ecranului plan apare o distorsiune a rastrului și a formei imaginii. Distorsiunea este simetrică. Pentru a obține rastru cu linii echidistante, curentul de baleiaj trebuie să-și modifice forma. În loc de dinte de ferăstrău va avea o formă de „S", Aceasta se obține introducînd în serie cu bobinele L_H un condensator C_S.

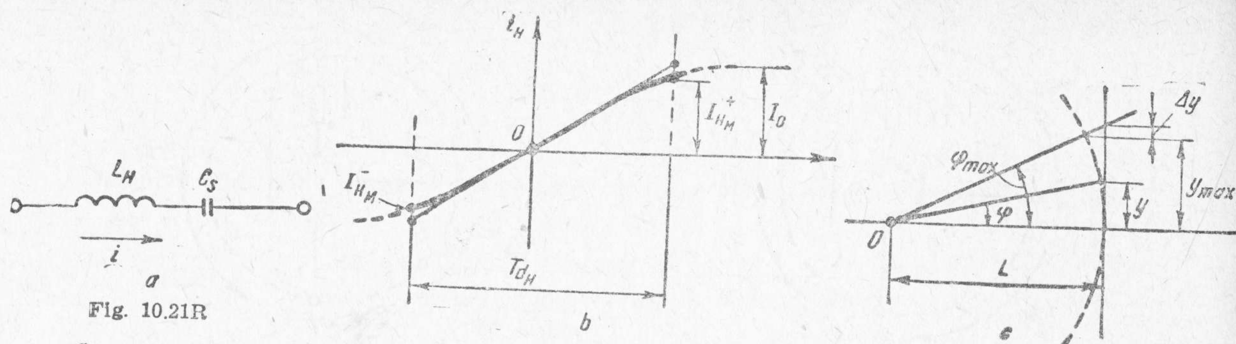


Fig. 10.21R

Curentul printr-un circuit serie de forma din figura 10.21R, *a* este:

$$i = I_0 \sin \omega_0 t = I_0 \sin \frac{t}{\sqrt{L_H C_S}} .$$

I_0 este amplitudinea maximă a sinusoidei care rezultă. Aceasta este diferită de valoarea pe care o avea curentul I^+_{HM}, aşa ca în figura 10.21R, *b*.

Pentru a nu avea distorsiuni, deviaţia pe ecran trebuie să varieze liniar cu timpul, deci aşa cum se vede în figura 10.21R, *c* în care $y = L$ tg φ, trebuie îndeplinită condiţia

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2t}{T_{dH}} \operatorname{tg} \varphi_{max},$$

adică

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{2t}{T_{dH}} \operatorname{tg} \varphi_{max}.$$

Însă unghiul este proporţional aproximativ cu curentul de baleiaj $\varphi = Ki$ pentru unghiuri $\varphi \leqslant 30°$.

Deci

$$i = \frac{1}{K} \operatorname{arc\,tg} \frac{2t}{T_{dH}} \operatorname{tg} \varphi_{max}.$$

Funcţiile sinus şi arctg se pot înlocui cu nişte funcţii polinomiale, din care, pentru valori mici ale argumentelor, se pot reţine doar primii doi termeni. Astfel

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!};$$

$$\operatorname{arctg} y = y - \frac{y^3}{3}.$$

În cazul nostru, expresiile curentului scrise în cele două condiţii devin:

$$i = I_0 \left[\frac{t}{\sqrt{L_H C_S}} - \frac{t^3}{6 (\sqrt{L_H C_S})^3} \right] = I_0 \frac{t}{\sqrt{L_H C_S}} \left[1 - \frac{t^2}{6 L_H C_S} \right]$$

şi

$$i = \frac{1}{K}\left[\frac{2t}{T_{dH}} \operatorname{tg} \varphi_{max} - \frac{8t^3}{3T_d^3} \operatorname{tg}^3 \varphi_{max}\right] = \frac{1}{K} \cdot \frac{2t}{T_{dH}} \operatorname{tg} \varphi_{max} \left[1 - \frac{4t^2}{3T_{dH}^2} \operatorname{tg}^2 \varphi_{max}\right]$$

Termenul care este responsabil de predistorsionarea în „S" este termenul în t^3. Scoţînd în factor termenul în t, care ar da un curent liniar, modificarea dorită va fi făcută de termenul în t^2.

Din identificarea celor doi termeni în t^2 din cele două expresii, va rezulta C_s:

$$\frac{t^2}{6 L_H C_s} = \frac{4t^2}{3T_{dH}^2} \operatorname{tg}^2 \varphi_{max}.$$

Deci

$$C_s = \frac{T_{dH}^2}{8 L_H \operatorname{tg}^2 \varphi_{max}};$$

10.22. Din figura 10.22R se vede că

$U_2 = U_{dir}$ şi $U_1 = U_{inv} - U_2 \cong U_{inv}$.

În aceste condiţii se poate scrie că

$$U_1 \cong L_H \frac{di_H}{dt} = L_H I_M \omega_0 = L_H I_M \frac{2\pi}{T_0} = L_H I_M \frac{\pi}{T_{iH}}$$

şi

$$U_2 = L_H \frac{di_H}{dt} = L_H \frac{2I_M}{T_{dH}}.$$

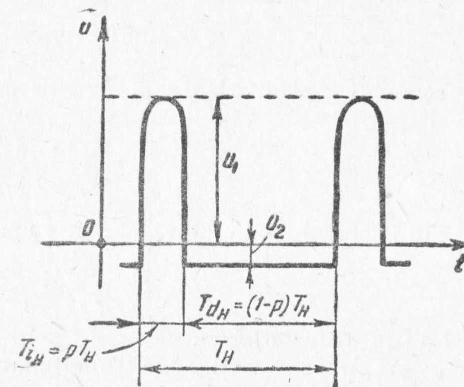


Fig. 10.22R

Făcînd raportul, se obţine

$$\gamma = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T_{dH}}{T_{iH}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{(1-p)}{p}.$$

In cazul normei OIRT, acest raport are valoarea $\gamma = 6{,}80 \cong 7$.

10.23. Dacă, în schema din figura 10.23, R_1 şi R_2 sînt mult mai mari decît R_3 şi R_4 şi rezistenţa de intrare în tranzistor (care este $R_i \cong \beta R$) este mult mai mare decît $R_3 \| R_4$, iar condensatorul de cuplaj C se prezintă ca un scurtcircuit, schema echivalentă este cea din figura 10.23R şi

$$U_i = \frac{U}{2} \cdot \frac{R_e}{R_e + \frac{1}{j\omega C_V}} = \frac{U}{2} \cdot \frac{j\omega R_e C_V}{1 + j\omega C_V R_e}.$$

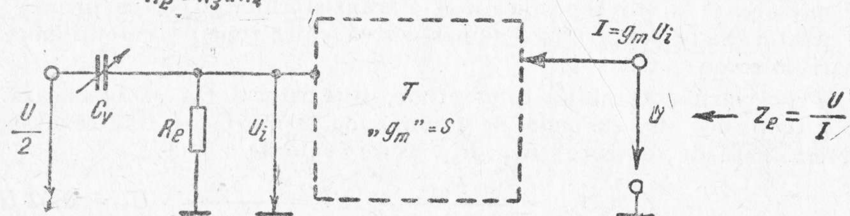


Fig. 10.23R

Dacă $|\omega R_e C_V| \ll 1$,
atunci

$$U_i \cong j\frac{U}{2}\omega R_e C_V.$$

Curentul la ieşire este

$$I = g_m U_i = S U_i = j\frac{U}{2}\omega S R_e C_V.$$

Impedanţa echivalentă pe care o prezintă tranzistorul la ieşire este

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{1}{j\omega\frac{S C_V R_e}{2}} = \frac{1}{j\omega C_e}.$$

Tranzistorul se prezintă ca un element de reactanţă avînd o capacitate echivalentă

$$C_e = \frac{S R_e C_V}{2}.$$

La un tranzistor cu $S = g_m \cong 10$ mA/V, cu $R_e \cong 3$ kΩ şi o diodă varicap care prezintă în punctul mediu de funcţionare unde este polarizată o capacitate de circa 20 pF, rezultă $C_e = 300$ pF deci $C_e = 15\ C_V$.

Această valoare este suficientă pentru a face să varieze frecvenţa circuitului acordat al oscilatorului de baleiaj orizontal care lucrează pe frecvenţa f_H.

10.24. Schema de principiu a triggerului Schmitt din circuitul integrat sincroprocesor TBA 950 este dată în figura 10.24R, *a*.

Tranzistoarele Q_{70}, Q_{71} formează un amplificator diferenţial cu ieşire asimetrică din colectorul lui Q_{70}. În emitoare acesta este polarizat cu generatorul de curent constant, de tip oglindă de curent, realizat cu tranzistoarele Q_{72} şi Q_{79}.

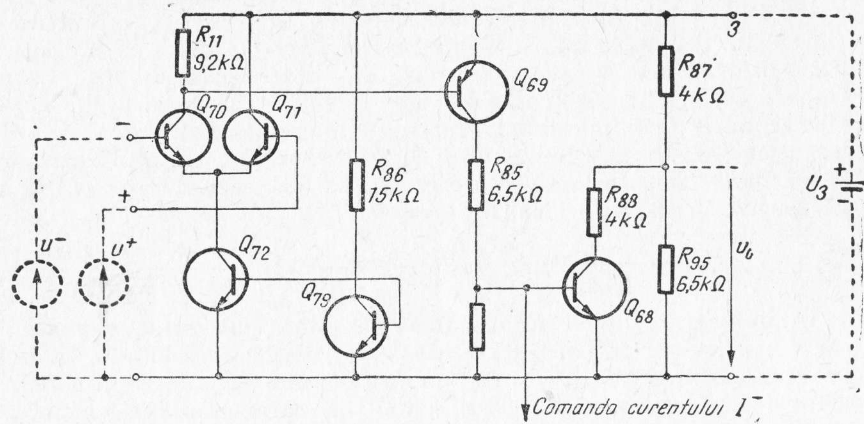
Amplificatorul neinversor cu două etaje conectate în cascadă cu tranzistorul *pnp* Q_{69} şi cel *npn* Q_{68}, are ca sarcină reţeaua de rezistenţe R_{87}, R_{88} şi R_{95}. Prin conectarea în cascadă a etajului diferenţial propriu-zis şi a celor două tranzistoare, Q_{69} şi Q_{68}, se obţine un amplificator diferenţial cu ieşire asimetrică, cu o amplificare diferenţială apreciabilă.

Astfel, pentru o tensiune diferenţială pozitivă ($u^+ > u^-$), curentul de colector al tranzistorului Q_{70} scade, tensiunea u_{EB} a tranzistorului Q_{69} scade, curentul de colector în Q_{69} se micşorează, scade tensiunea u_{BE} a tranzistorului Q_{68} şi ca urmare punctul de funcţionare al acestuia se deplasează în regiunea activă, către zona de curenţi mici de colector şi tensiuni mari colector-emitor.

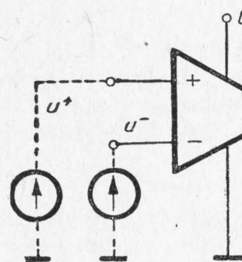
Prin mărirea tensiunii diferenţiale, tranzistorul Q_{68} se blochează, rezistenţa R_{88} rămîne în circuit deschis, excursia de teniune de ieşire U_0 se limitează superior (H) la o valoare determinată de divizorul R_{87}, R_{95}, avînd valorile

$$U_{0H} = \frac{R_{95}}{R_{87} + R_{95}} \cdot U_3 = \frac{6{,}5}{4 + 6{,}5} \cdot U_3 = 0{,}62\ U_3;$$

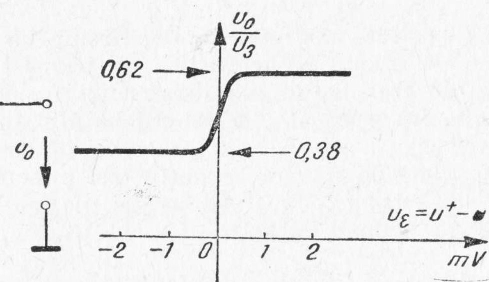
Fig. 10.24R



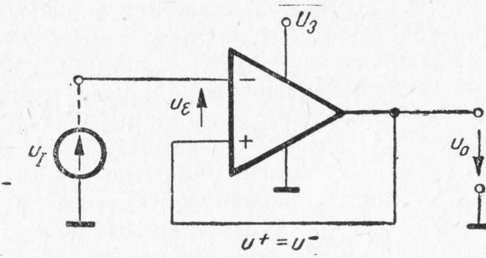
R11
9,2kΩ
Q70
Q71
Q69
R87
4kΩ
3
R86
15kΩ
R85
6,5kΩ
R88
4kΩ
U3
Q72
Q79
R95
6,5kΩ
Q68
Comanda curentului I⁻
a



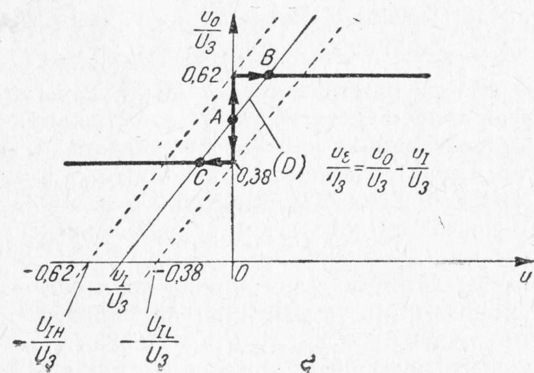
U3
b



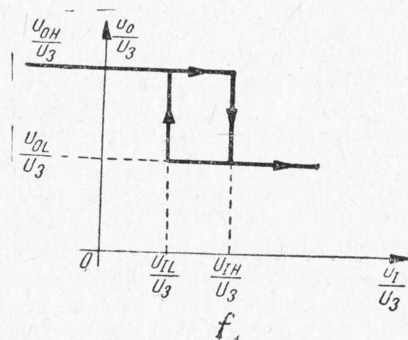
0,62
0,38
-2 -1 0 1 2
mV
c



U3
d



0,62
B
A
C
0,38
(D)
-0,62
-0,38
0



0
f.

Pentru o tensiune diferențială negativă ($u^+ < u^-$) curentul de colector al tranzistorului Q_{70} crește, tensiunea u_{EB} a tranzistorului *pnp* Q_{69} crește, crește curentul de colector al acestuia, determinînd creșterea tensiunii u_{BE} a tranzistorului Q_{68}. Ca urmare, punctul de funcționare al acestuia se deplasează spre zona de curenți mari de colector și tensiuni colector-emitor mici. Prin micșorarea tensiunii diferențiale (mărirea valorii absolute a tensiunii diferențiale negative), tranzistorul Q_{68} se saturează, capătul rezistenței R_{88} se pune la masă și excursia de tensiune la ieșire U_0 se limitează inferior (L) la o valoare determinată de divizorul R_{95} în paralel cu R_{88}, respectiv R_{87}.

$$U_{0L} = \frac{R_{95}R_{88}}{R_{87}(R_{95} + R_{88}) + R_{95} \cdot R_{88}} \cdot U_3 = \frac{4 \cdot 6{,}5 U_3}{4(6{,}5 + 4) + 6{,}5 \cdot 4} = 0{,}38 U_3.$$

Amplificatorul diferențial comentat este reprezentat simbolic în figura 10.24R, *b*, iar caracteristica de transfer $u_0 = f(u^+ - u^-)$ este reprezentată în figura 10.24R, *c*.

Dacă se conectează ieșirea amplificatorului diferențial din figura 10.24R, *b* la intrarea neinversoare, se obține triggerul Schmitt cu caracteristică de histerezis cu inversare, așa cum se vede din figura 10.24R, *d*. Ca urmare, tensiunea diferențială de intrare este egală cu diferența dintre tensiunea de ieșire și cea aplicată la intrarea inversoare:

$$u_d = u_0 - u_I.$$

Acestei dependențe, determinate de configurația de circuit cu reacție pozitivă de la ieșire spre intrare, îi corespunde în planul caracteristicii de transfer o dreaptă. Intersecțiile acestei drepte cu caracteristica de transfer a amplificatorului furnizează punctele posibile de funcționare. Printr-o normare în raport U_3 și în ordonată și în abscisă, se obține reprezentarea din figura 10.24R, *e*.

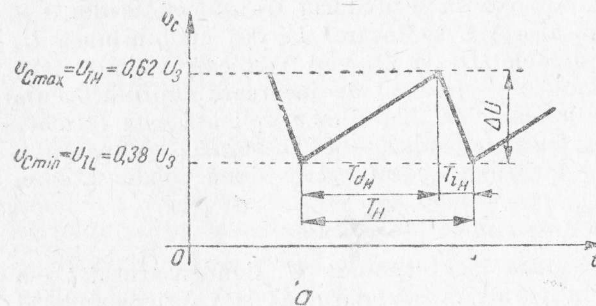
Pentru o anumită plajă de valori de intrare se obțin trei puncte de intersecție, dintre care numai punctele B și C sînt stabile. În afara acestei plaje se obține cîte un singur punct permis de funcționare. Prin urmare caracteristica de transfer a triggerului Schmitt are alura din figura 10.24R, *f*.

Întrucît panta dreptei D din planul normat la U_3 din figura 10.24R, *e* este egală cu unitatea, tensiunile de prag ce delimitează regiunea de valori de intrare pentru care există cîte două valori posibile de ieșire, sînt egale cu tensiunile de palier de la ieșire:

$$U_{IL} = 0{,}38\ U_3 \text{ și } U_{IH} = 0{,}62\ U_3.$$

10.25. Cînd ieșirea triggerului Schmitt se află pe palierul superior (U_{0H}), generatorul I^- va fi deconectat și condensatorul C_{13} se încarcă de la generatorul I^+ cu un curent de încărcare $I_{inc} = I^+$ (fig. 10.25). Condensatorul încărcîndu-se sub curent constant, la bornele sale apare o tensiune care crește liniar în timp. Cînd tensiunea u_C de la intrarea triggerului ajunge la valoarea $u_{C\,max} = U_{IH} = 0{,}62\ U_3$, triggerul Schmitt basculează, ieșirea se situează pe palierul inferior U_{0L}, și se conectează și generatorul de curent I^- la bornele condensatorului C_{13}.

Curentul de descărcare este dat de diferența curenților celor două generatoare ($I_{desc} = I^- - I^+ = 6I^+$). Tensiunea la bornele condensatorului scade liniar în timp cu o viteză de șase ori mai mare decît cea de creștere. La o valoare $u_{C\,min} = U_{IL} = 0{,}383\ U_3$ se atinge tensiunea de prag inferior de intrare și triggerul basculează din nou avînd la ieșire ten-



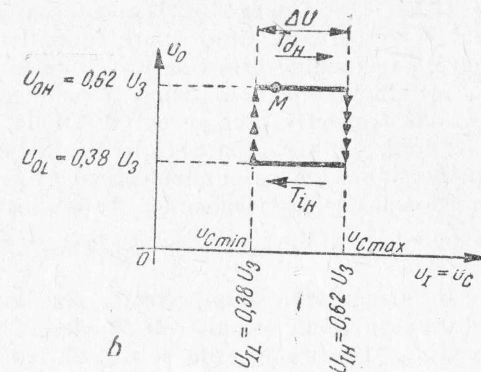


Fig. 10.25R

siunea U_{OH} corespunzătoare palierului superior ; începe o nouă încărcare a condensatorului de la generatorul I^+, ciclul repetîndu-se. Tensiunea la bornele condensatorului este reprezentată în figura 10.25R, *a*.

Excursia punctului de funcționare M, pe caracteristica de transfer a triggerului Schmitt este arătată în figura 10.25R, *b*.

În intervalul de timp T_{dH} (cursa directă pe linii) variația de tensiune de la bornele condensatorului (egală cu diferența dintre tensiunile de prag ale triggerului Schmitt) este dată de sarcina electrică transportată de curentul I^+ în acest interval, respectiv :

$$I^+T_{dH} = C\Delta U.$$

În mod similar, pe cursa inversă, la descărcare se obține

$$(I^- - I^+)T_{iH} = C\Delta U.$$

Frecvența de oscilație f_H este egală cu inversul perioadei $T_H = T_{dH} + T_{iH}$:

$$f_H = \frac{1}{T_H} = \frac{1}{T_{dH} + T_{iH}}.$$

Făcînd înlocuirile se obține :

$$f_H = \frac{1}{\frac{C\Delta U}{I^+} + \frac{C\Delta U}{I^- - I^+}} = \frac{1}{C\Delta U\left(\frac{R_{14}}{U_{Com}} + \frac{R_{14}}{6\ U_{Com}}\right)}.$$

Pentru $U_{Com} = 0,5\ U_3$ și $\Delta U = (0,62 - 0,38)U_3 = 0,24\ U_3$, rezultă :

$$f_H = \frac{6\cdot 0,5}{7\cdot 0,24}\cdot\frac{1}{R_{14}C_{13}} = \frac{1,78}{R_{14}C_{13}}.$$

Înlocuind valoarea frecvenței $f_H = 15\,625$ Hz, se obține valoarea necesara a rezistenței :

$$R_{14} = \frac{1,78}{15\,625\cdot 10^{-8}} = 11,4\ \text{k}\Omega.$$

10.26. Din figura 10.26 se remarcă funcționarea. Se consideră inițial toate condensatoarele descărcate. Cînd apare semialternanța pozitivă în secundarul transformatorului, curentul i se închide prin cele trei diode și condensatorul C se încarcă la vîrf cu tensiunea U.

În alternanța următoare, cea negativă, diodele D_1 și D_3 vor fi blocate avînd minus pe anod respectiv plus pe catod. Dioda D_2 conduce și circuitul de încărcare cuprinde acum cele două condensatoare C_1 și C_2 în serie prin dioda D_2. Tensiunea aplicată este formată din tensiunea de pe condensatorul C, egală cu U, și tensiunea $-U$ la bornele secundarului transformatorului. Tensiunea totală este $2U$, iar fiecare dintre cele două condensatoare, C_1 și C_2, se vor încărca la tensiunea $\frac{2U}{2} = U$.

În următoarea semiperioadă, în secundar apare iar tensiunea U. Condensatorul C va avea acum două circuite de încărcare puse în paralel: secundarul C_1 și D_3 și secundarul D_1 și C_2. Pe fiecare cale se aplică tensiunea $2U$ (U din secundar și U de la bornele condensatoarelor C_1 și C_2 și astfel C se va încărca la tensiunea $2U$.

Într-o nouă alternanță C_1 și C_2 se vor încărca la

$$U_{C1,2} = \frac{2U + U}{2} = U + \frac{U}{2}.$$

Într-a cincea semiperioadă C se încarcă din nou pe cele două căi cu o tensiune

$$U_C = U + \left(U + \frac{U}{2}\right) = 2U + \frac{U}{2}.$$

Într-a șasea semiperioadă C_1 și C_2 vor primi

$$U_{C1,2} = \frac{U + 2U + \frac{U}{2}}{2} = U + \frac{U}{2} + \frac{U}{4};$$

apoi C va primi tensiunea

$$U_C = U + U + \frac{U}{2} + \frac{U}{4} = U + U\left[1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots\right].$$

Se observă că seria

$$\left[1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \dots\right]$$

reprezintă o progresie geometrică cu primul termen $a = 1$ și cu rația $q = \frac{1}{2}$. Aceasta are o sumă a termenilor egală cu

$$S = \frac{a}{1-q} = \frac{1}{1 - \frac{1}{2}} = 2.$$

Se observă că după mai multe cicluri tensiunea la bornele condensatorului C ajunge la valoarea

$$U_C = U + 2U = 3U,$$

iar condensatoarele C_1 și C_2 se vor încărca fiecare la tensiunea

$$U_{C1} = U_{C2} = 2U.$$

Raționamentul este valabil pentru cazul cînd sarcina acestui redresor, multiplicator de tensiune, este foarte mică în sensul că R_s este foarte mare și se absoarbe curent mic. Condensatoarele nu se descarcă decît foarte puțin între cicluri și diodele conduc numai în vecinătatea valorilor maxime ale sinusoidelor.

10.27. Dacă tensiunea aplicată schemei este de tipul celei din figura 10.22R, aceasta este nesimetrică, avînd $U_i \neq U_d$.

Principiul de funcționare rămîne același, numai că tensiunile de încărcare a condensatoarelor C și C_1 sau C_2 vor fi succesiv:

pentru C

$$U_i;\; U_i + \frac{U_i + U_d}{2};\; U_i + \frac{U_i + U_d}{2} + \frac{U_i + U_d}{4} \text{ etc.,}$$

respectiv

$$U_i;\; U_i + \frac{U_i}{2} + \frac{U_d}{2};\; U_i + \frac{U_i}{2} + \frac{U_i}{4} + \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{4} \text{ etc.;}$$

pentru C_1 respectiv C_2, tensiunile $U_{C1} = U_{C2}$ vor lua valorile:

$$\frac{U_i + U_d}{2};\; \frac{U_i + U_d}{2} + \frac{U_i + U_d}{4} \text{ etc.;}$$

respectiv

$$\frac{U_i}{2} + \frac{U_d}{2};\; \frac{U_i}{2} + \frac{U_i}{4} + \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{4} \text{ etc.}$$

Ca și în problema precedentă, se observă că tensiunile sînt date de niște progresii geometrice

$$U_C = U_i + \frac{U_i}{2} + \frac{U_i}{4} + \ldots + \frac{U_d}{2} + \frac{U_d}{4} + \ldots$$

Tensiunea la care se ajunge după multe cicluri de funcționare va fi suma progresiilor

$$U_C = U_i\left[1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \ldots\right] + U_d\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \ldots\right],$$

deci

$$U_C = 2U_i + U_d.$$

Ținînd seama de problema 10.22, se obține

$$U_C = U_i\left[2 + \frac{U_d}{U_i}\right] = U_i\left[2 + \frac{1}{\gamma}\right].$$

Pentru $p \cong 18\%$ rezultă $\gamma \cong 7$, deci în acest caz tensiunea finală la care se încarcă C va fi

$$U_C = 2{,}14U_i \cong 2U_i.$$

Deci deşi schema este de triplare (în regim sinusoidal), în cazul redresorului *FIT* folosit în *TV* pornind de la baleiajul *H* se obţine doar o dublare.

Tensiunile pe condensatoarele C_1 şi C_2 vor fi :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_i\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \ldots\right] + U_a\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \ldots\right];$$

$$U_{C1} = U_{C2} = U_i + U_a = U_i\left[1 + \frac{U_a}{U_i}\right] = U_i\left(1 + \frac{1}{\gamma}\right);$$

$$U_{C1} = U_C \cong U_i.$$

Dacă se doreşte să se obţină triplare, vor trebui puse cinci diode şi patru condensatoare C_1, C_2, C_3, C_4.

Refăcînd raţionamentul în mod analog, se ajunge după multe cicluri de funcţionare la o tensiune

$$U_C = U_i\left[3 + \frac{2}{\gamma}\right] \cong 3{,}28\ U_i.$$

10.28. Se consideră un redresor *FIT* clasic care redresează aceeaşi tensiune ca şi unul cu două diode de separare montate între cele trei înfăşurări secundare secţionate, cu raport de transformare n.

Situaţiile sînt reprezentate schematic în figurile 10.28R, *a* şi 10.28R, *b*.

S-a considerat pentru simplificare că transformatorul simplu are un raport de transformare $3n$ dat de cele trei înfăşurări dispuse în serie.

Prin C_1 s-a notat capacitatea parazită proprie a fiecărei înfăşurări, iar prin C_2 cea a înfăşurării faţă de masă.

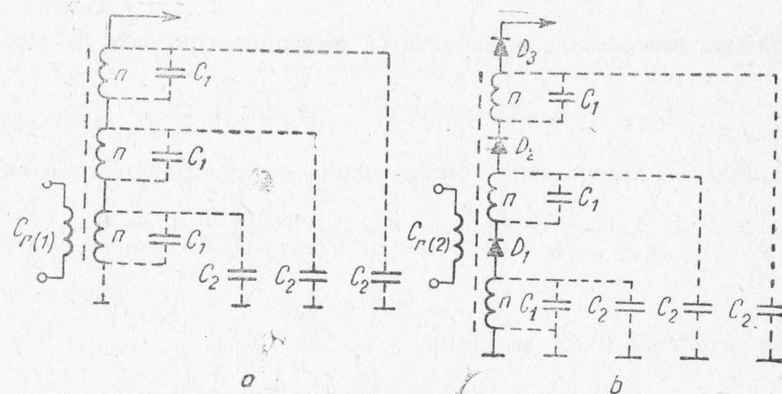


Fig. 10.28R

Pentru primul transformator (1) capacitățile raportate vor fi:

$$C_{1\,r(1)} = \frac{1}{3} C_1 (3n)^2 = 3n^2C_1;$$

$$C_{2r(1)} = n^2C_2 + (2n)^2C_2 + (3n)^2C_2 = 14n^2C_2.$$

Pentru transformatorul secționat (2) vor apărea, în paralel în primar, trei capacități reflectate de fiecare înfășurare, egale cu n^2C_1. Deci

$$C_{1r(2)} = 3n^2C_1,$$

adică același lucru ca în cazul transformatorului de *FIT* obișnuit.

Dar capacitățile parazite față de masă vor fi raportate în același mod din cauza separării. Prin urmare

$$C_{2\,r(2)} = 3n^2C_2.$$

Deci în cazul (2) capacitatea raportată este numai $3/14 \cong 20\%$ din cazul obișnuit. Astfel, acest transformator avînd C_r mai mic permite un acord pe o armonică superioară, care are ca efect micșorarea rezistenței interne a redresorului și deci îmbunătățirea caracteristicii externe.

10.29. În general, la un redresor rezistența internă echivalentă depinde de unghiul de conducție a diodei.

Dacă R_s este rezistența secundarului și R_d este rezistența diodei, atunci la redresorul monoalternanță cu filtru cu intrare pe condensator de valoare mare

$$R_{iech} \cong \frac{\pi}{\theta} (R_s + R_d).$$

Cu cît θ este mai mic, cu atît rezistența internă echivalentă este mai mare, deci caracteristica externă a redresorului este mai căzătoare.

La redresoarele pentru *FIT* este bine să se asigure o rezistență internă de circa 1,5 MΩ pentru ca la consumul impus de cinescop (curentul de fascicul) tensiunea U_a, deci dimensiunea și luminanța imaginii, să nu varieze.

Prin acordarea transformatorului pe o armonică superioară, a noua în cazul transformatoarelor noi, se obține un puls de curent deformat, de lățime cît mai apropiată de T_{iH}. Astfel unghiul de conducție crește și scade R_{iech}.

La acordul pe armonica a treia pulsul este îngust, chiar mai îngust decît fără acord (realizat pentru reducerea tensiunii U_{GEinv} și creșterea U_{FIT}) și rezistența este de ordinul 3–4 MΩ.

Baleiajul vertical

Pentru un cinescop de 31 cm cu unghi maxim de deflexie de 110°, puterea medie de deflexie este $P_{mD} = 0{,}43$ W.

Din relația

$$P_{mD} = R_V \left(\frac{I_{vv}}{\sqrt{12}}\right)^2$$

se scoate

$$I_{vv} = \sqrt{\frac{12\, P_{mD}}{R_v}} \cong 0{,}6\ A_{vv}.$$

Înlocuind valorile se găseşte $I_{vv} \cong 0{,}6\ A_{vv}$. Tensiunea inversă pentru tranzistoarele finale este dată de căderea de tensiune pe bobină în timpul cursei inverse, la care se adaugă căderea de tensiune pe rezistenţă

$$U_{inv} = L_V \frac{di_V}{dt} + R_V i_V.$$

Expresia

$$\frac{di_V}{dt} = \frac{I_{Vvv}}{T_{iV}}$$

reprezintă variaţia de curent totală I_{Vvv} pe timpul întoarcerii pe verticală T_{iV}, egală cu circa 1 ms.

Deci

$$U_{inv} = 30 \cdot 10^6 \frac{0{,}6}{1 \cdot 10^{-3}} + 16 \times 0{,}6 = 18 + 9{,}6 = 27{,}6\ \text{V}.$$

Puterea medie se găseşte în modul următor. Energia necesară pentru deflexie se determină din relaţia (5) din breviar pentru unghiul φ_V. Această energie implică o putere reactivă, care este $P_m = W_{mV} f_V$.

Energia este asigurată de curentul I_{Vvv} dat de etajul final într-o inductanţă convenabilă L_V, conform relaţiei (7). Bobinele L_V au însă comportament practic rezistiv la frecvenţa f_V şi rezistenţa lor este

$$R_V[\Omega] \cong 0{,}5\, L_V\, [\text{mH}].$$

Etajul final va trebui să dea o putere activă utilă P_{mD} în bobină, care asigură curentul I_{Vvv}. Aceasta dă energia necesară W_{mV} în bobinele L_V şi astfel se asigură deflexia.

10.31. Există în general două tipuri de scheme de baleiaj vertical, între oscilator şi bobinele de deflexie, din punctul de vedere al sensului curentului. Unele lucrează cu curent descrescător la ieşire, altele cu curent crescător.

Dacă se examinează aceste scheme, de exemplu cea dintr-un televizor cu 2 CI, se vede că conţine după oscilator un circuit de formare a dintelui, apoi un etaj inversor, încă un etaj de excitaţie a tranzistoarelor finale care mai inversează odată şi, în fine, etajul final cu două tranzistoare complementare care este format din două repetoare care conduc pe rînd în cele două jumătăţi ale cursei directe. Acestea nu mai inversează.

Din punctul de vedere al dintelui, acesta, respectiv dintele de curent injectat de tranzistoarele finale în bobine (ca şi tensiunea la bornele bobinei) este în fază cu dintele de tensiune de la intrarea primului tranzistor care constituie etajul premergător celui de excitaţie. Acest tranzistor are două intrări, una inversoare în raport cu colectorul (baza), care este ieşirea sa şi alta neinversoare (emitorul).

Ţinînd cont de cele două inversări în prefinal şi în preamplificator, intrarea (baza) preamplificatorului este intrare neinversoare în raport cu ieşirea etajelor finale, iar emitorul este intrare inversoare.

Se poate simboliza acest grup de trei etaje cu simbolul *AO* cu cele două intrări (+) şi (—) şi o ieşire.

Dintele se aplică la intrarea neinversoare.

Dacă se urmăreşte schema se observă că de la ieşire există o legătură printr-o rezistenţă la emitorul preamplificatorului. Aceasta este o legătură de reacţie negativă în curent continuu, deoarece nu are condensator de cuplaj şi se aplică pe intrarea inversoare. Rolul său este de a stabiliza *PSF*-ul. Tot acolo se aplică o tensiune printr-un condensator, luată de pe rezistenţa de $R_r \leqslant 1\ \Omega$ montată în serie cu bobinele. Aceasta este rezistenţa traductor de curent, folosită întîi pentru această reacţie negativă în curent alternativ. Rolul său este de a reduce distorsiunile neliniare şi a reduce impedanţa dinamică de ieşire.

Dar de la R_r se mai ia o tensiune care se aplică printr-o reţea de integrare (PC_2) la intrarea neinversoare. Această tensiune se adună la tensiunea sub formă de dinte obţinută prin grupul RC_1. Ea se foloseşte pentru corecţia formei curentului de ieşire — liniară în centru şi sub formă de „S" la capete.

Dacă se consideră grupul pentru generarea *TLV* (tensiune liniar variabilă) cu rezistenţa legată la tensiunea de alimentare şi condensatoarele la masă, rezultă schema echivalentă din figura 10.31R. Bobinele sînt şi ele la masă prin R_r, iar curentul prin bobine, ca şi tensiunea de intrare, sînt crescătoare.

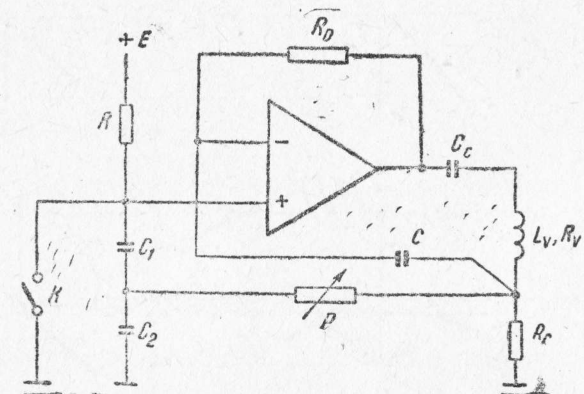


Fig. 10,31R

Dacă ne referim la schema reală dintr-un televizor cu 2 CI, atunci grupul pentru *TLV* are condensatorul la alimentare şi rezistenţa la masă. Bobinele sînt şi ele legate la plus. Schema principală generală rămîne aceeaşi cu modificările menţionate. Se schimbă doar sensul de variaţie a tensiunii de intrare în raport cu masa şi cel al curentului prin bobină, care vor fi descrescătoare.

10.32. Tensiunea obţinută cu un grup *RC* comutat periodic de oscilatorul de baleiaj *V* nu este în realitate o tensiune liniar variabilă, ci o exponenţială în care intervine τ, constanta de timp a circuitului, cu expresia:

$$u_{C1} = A\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

Pentru simplificare să considerăm $A = 1$.

Ținînd seama că funcția e^{-x} se poate aproxima cu o funcție polinomială de tipul

$$e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \ldots$$

și că pentru $x \ll 1$ respectiv $t \ll \tau$ aproximația este corectă dacă se rețin numai primii doi termeni, tensiunea devine

$$u_{C1} = \left(1 - 1 + \frac{t}{\tau} - \frac{1}{2!} \cdot \frac{t^2}{\tau^2}\right) = \frac{t}{\tau} - \frac{1}{2!} \cdot \frac{t^2}{\tau^2}.$$

Prin urmare se poate considera că grupul de formare RC_1 ($C_1 \ll C_2$, deci contează numai C_1) dă o tensiune liniară însumată cu o parabolă cu concavitatea în jos, așa cum se vede în figura 10.32R, *a*.

Această tensiune ajunge la ieșire și curentul i_V va avea aceeași formă.

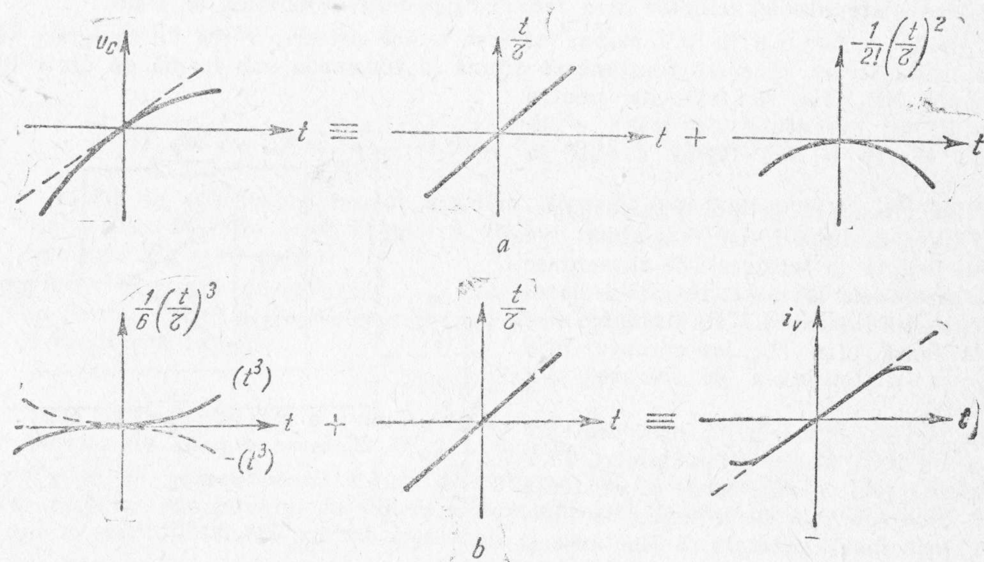


Fig. 10.32R

De la bornele rezistenței R_r se preia o tensiune u_r proporțională cu curentul : $u_r = R_r i_V$. Aceasta se integrează în grupul PC_2.

Tensiunea de la bornele condensatorului C_2 care se însumează cu u_{C1} va fi deci

$$u_{C2} = \int_0^t \left(\frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2!\tau^2}\right) dt = \frac{t^2}{2\tau^2} - \frac{1}{6} \cdot \frac{t^3}{\tau^3}.$$

Va apărea aşadar o tensiune formată dintr-un termen parabolic şi unul de gradul trei. Parabola avînd concavitatea în sus, compensează termenul pătratic al tensiunii exponenţiale iar termenul de gradul trei adunîndu-se cu cel liniar variabil (termenul în t/τ) va da un curent în formă de „S" ca în figura 10.32R, *b*.

Tensiunea de intrare, ca şi curentul prin bobină, vor fi de forma

$$u_V = At - Bt^3.$$

10.33. Tensiunea şi curentul din bobina de deflexie sînt reprezentate în figura 10.33R.

La blocarea tranzistoarelor T_2 şi T_3, odată cu începerea întoarcerii pe verticală, tensiunea care apare pe bazele lor este de circa 0 V.

Circuitul bobinelor rămîne nealimentat, dar în inductanţa bobinelor este acumulată o energie care va da naştere la oscilaţii în circuitul format din bobine şi capacitatea parazită a montajului (la ieşire).

Există tendinţa ca această primă alternanţă a oscilaţiilor să depăşească axa de zero în domeniul negativ.

Cînd tensiunea ajunge la circa −0,6 V tranzistorul T_3 se deschide, lucrînd în regiunea activă inversată cu $u_{BC} \cong 0$. După ce curentul a ajuns la zero, tensiunea existentă pe condensatorul *C* deschide tranzistorul T_3 (în conducţie directă) şi curentul îşi schimbă semnul.

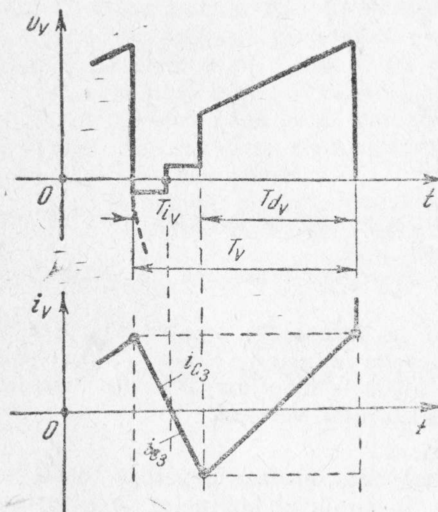


Fig. 10.33R

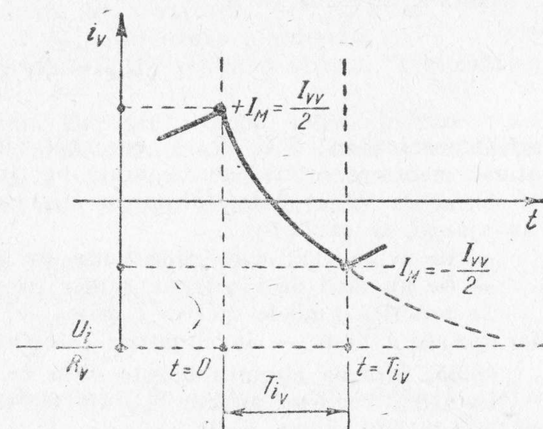


Fig. 10.34R

Cînd curentul i_V ce trece prin T_2 ajunge la valoarea maximă negativă, se aplică pe bază impulsul de tensiune care pe prima jumătate a cursei directe aduce la saturaţie tranzistorul T_3 şi curentul scade liniar prin L_V, *C* descărcîndu-se.

10.34. Se consideră forma de undă din figura 10.34R, care arata variaţia curentului pe timpul întoarcerii. Dacă U_{iV} este tensiunea aplicată pe timpul întoarcerii, curentul tinde

să ajungă la tensiunea $-\frac{Ui}{R_V}$ după o lege exponențială, în circuitul $L_V R_V$ format avînd o constantă de timp $\tau_V = L_V/R_V$.

Curba curentului este dată de expresia

$$i_V(t) = i_i - (i_f - i_i)(1 - e^{-t/\tau_V}),$$

deci

$$i_V(t) = \frac{I_{vv}}{2} - \left(\frac{I_{vv}}{2} + \frac{U_{iV}}{R_V}\right)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_V}}\right).$$

$$\text{La } t = T_{iV} \text{ avem } i_V(t) = -\frac{I_{vv}}{2}.$$

Prin urmare

$$-\frac{I_{vv}}{2} = \frac{I_{vv}}{2} - \left(\frac{I_{vv}}{2} + \frac{U_{iV}}{2}\right)\left(1 - e^{-\frac{T_{iV}}{\tau_V}}\right).$$

Rezultă că

$$\frac{I_{vv}}{2}\left(1 + e^{-\frac{T_{iV}}{\tau_V}}\right) = \frac{U_{iV}}{R_V}\left(1 - e^{-\frac{T_{iV}}{\tau_V}}\right).$$

Tensiunea necesară va fi

$$U_{iV} = R_V \frac{I_{vv}}{2} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_{iV}}{\tau_V}}}{1 + e^{-\frac{T_{iV}}{\tau_V}}};$$

Cunoscînd τ_V, T_{iV}, R_V și curentul vîrf la vîrf pentru a asigura deflexia, rezultă tensiunea necesară ce trebuie asigurată pe timpul întoarcerii.

Dacă, la valori date, tensiunea U_{iV} care se aplică (de regulă tensiunea de alimentare) nu ajunge, se caută :

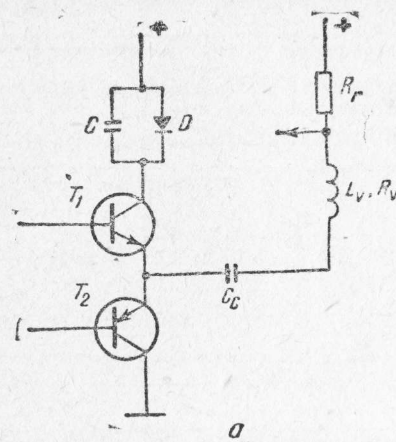
— fie o schemă care să asigure un regim oscilant pe întoarcere, pentru a scurta-o ;
— fie un mod de a mări tensiunea care se aplică bornelor numai pe timpul întoarcerii.

Se practică ambele metode : prima — de obicei în unele scheme cu elemente discrete, iar cea de-a doua — în circuitele integrate dedicate baleiajului vertical.

10.35. Schema circuitului este dată în figura 10.35R, *a*.

La sfîrșitul cursei directe T_{dV} ambele tranzistoare finale sînt blocate deoarece tensiunea pe bazele lor ajunge egală cu zero. În acest moment, în circuitul bobinelor în care este acumulată energia $W_m = \frac{1}{2} L_V I_{VM}^2$ apar oscilații datorită capacității parazite.

În prima semialternanță crește tensiunea pe emitorul tranzistoarelor și tranzistorul T_1 începe să conducă în sens invers. Regimul său — saturația inversată sau *RAI* cu străpungere sau fără — depinde de curentul injectat în bază. În acest moment condensatorul C din paralel cu dioda D (care nu poate conduce) intervine în serie cu condensatorul de cu-



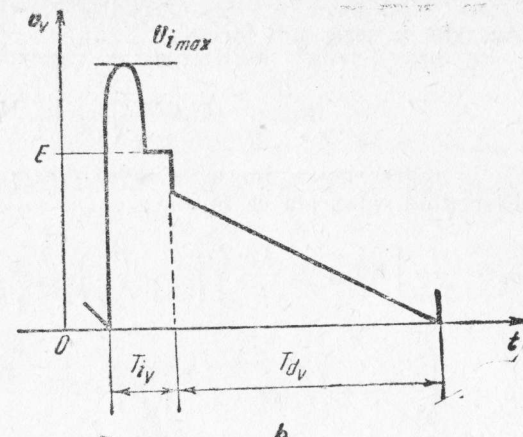


Fig. 10.35R

plaj C_c şi cu bobina L_V. În circuitul rezonant serie astfel format se descrie o primă semiperioadă de oscilaţii pe seama energiei care a fost acumulată în bobină. Frecvenţa este dictată de elementele L_V şi C ($C \ll C_c$).

În acest timp curentul $i_V = i_{C1}$ creşte pînă la zero, de la valoarea $- I_{VM}$ avută, şi continuă să crească pînă la o valoare pozitivă $I_V^+ < I_{VM}$ din cauza pierderilor.

După trecerea prin zero curentul prin tranzistorul T_1 îşi schimbă semnul. Tranzistorul începe să conducă direct.

După o primă semialternanţă urmează a doua. Dar acum dioda, avînd tensiunea negativă pe catod, se deschide. Regimul oscilant se termină şi tranzistorul T_1 fiind în conducţie directă curentul $i_{C1} = i_{Vi}$ creşte exponenţial pînă la valoarea $+ I_{VM}$. Creşterea are loc în circuitul format de L_V, R_V, R_r, T_1 şi condensatorul C_c, pe seama tensiunii existente la bornele lui C_c.

Forma de undă rezultată este reprezentată în figura 10.35R, *b*.

10.36. Curentul va avea o variaţie liniară descrescătoare, deci

$$i(t) = I_M \left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right).$$

Tensiunea la bornele sarcinii formate din condensatorul de cuplaj C_c şi bobina L_V, R_V va fi

$$u(t) = R_V i(t) + L_V \frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C_c}\int_0^t i(t)\,\mathrm{d}t + K.$$

Constanta de integrare se determină astfel ca valoarea medie a tensiunii variabile la bornele condensatorului pe timpul cursei directe T_{dV} să fie nulă.

Aceasta se scrie sub forma

$$\tilde{U}_{Co} = \frac{1}{T_{dV}}\int_0^{T_{dV}}\left[K + \frac{1}{C_c}\int_0^t i\,dt\right]dt = 0,$$

adică, în reprezentare, lucrurile să se prezinte ca în figura 10.36R, *a*.

Efectuînd integrala se obține:

$$\tilde{U}_{Co} = \frac{1}{T_{dV}}\left[KT_{dV} + \frac{I_M}{C}\int_0^{T_{dV}}\left(t - \frac{t^2}{T_{dV}}\right)dt\right] = K + \frac{I_M}{CT_{dV}}\left(\frac{t^2}{2} - \frac{t^3}{3T_{dV}}\right)\Bigg|_0^{T_{dV}} = K + \frac{I_M T_{dV}}{6C_c} = 0,$$

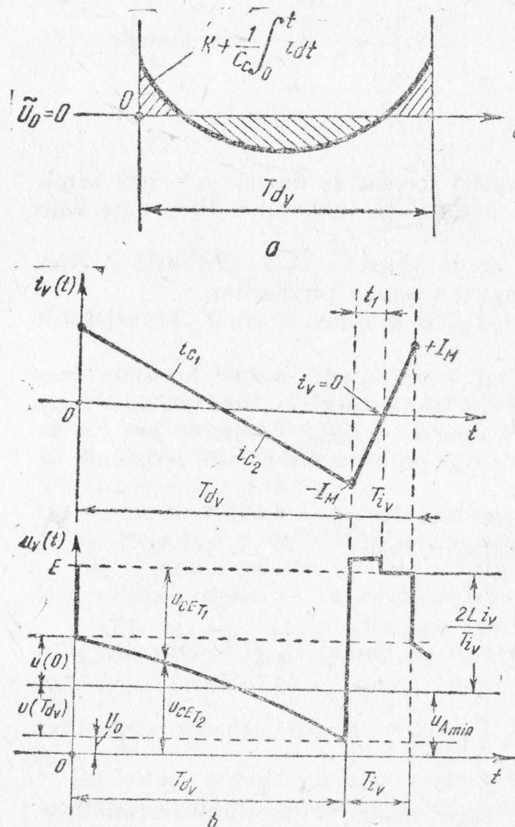


Fig. 10.36R

deci

$$K = -\frac{I_M T_{dV}}{6C_c};$$

Tensiunea pe timpul deflexiei va fi

$$u(t) = R_V I_M\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right) + \frac{2I_M L_V}{T_{dV}} - \frac{I_M T_{dV}}{4C_c}\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right)^2 + \frac{I_M T_{dV}}{12C_c}.$$

Valoarea minimă pe care o poate lua tensiunea în punctul A este cea pentru care $t = T_{dV}$:

$$U_{A\,min} = u|_{t=T_{dV}} + u_{BE2\,max} + u_{CET0};$$

Tensiunile sînt considerate astfel:

$u_{BE2\,max}$ pentru $I_{C2} = I_M$;

u_{CET0} pentru $I_{C0} = \dfrac{I_M}{\beta_2}$.

Pentru simplificare se notează

$$U_0 = u_{BE2\,max} + u_{CET0};$$

atunci

$$u_{A\,min} = U_0 + I_M\left(R_V + 2\frac{L_V}{T_{dV}}\right) + \frac{I_M T_{dV}}{6C_c}.$$

Reprezentările grafice sînt date în figura 10.36R, *b*.

Se observă că pe prima parte a cursei inverse tensiunea u_A depășește valoarea celei de alimentare, E. Astfel tranzistorul T_1 poate fi pus în

conducție inversă. Supratensiunea apare ca urmare a oscilațiilor libere, care nu pot depăși însă tensiunea $u_{CET1} + E$.

Întoarcerea este asigurată de tranzistorul T_1 și s-a presupus liniară.

Pentru a determina durata t_1 se consideră pe întoarcere circuitul L_V, R_V cu $\tau_V = L_V/R_V$, în serie cu sursa $E - u_A$, i_V tinzînd la valoarea $\frac{E - u_A}{R_V}$. Se scrie că pe întoarcere se pleacă de la $i_i = - I_M$:

$$i_V(t) = i_i + (i_f - i_i)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_V}}\right).$$

Înlocuind:

$$i_V(t) = - I_M + \left(\frac{E - u_A}{R_V} + I_M\right)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_V}}\right)$$

pentru $t = t_1$, $i_V(t) = 0$.

Înlocuind, după transformări se găsește că

$$t_1 = 2{,}3\ \tau_V \log\left(1 + \frac{I_M R_V}{E - u_A}\right).$$

Pentru partea a doua a cursei de întoarcere, neglijînd efectul lui C_K, ca și rezistența tranzistorului, curentul va varia după legea (pornind de la $i_V(t) = 0$):

$$i_V(t) = \frac{E - u_A}{R_V}\left(1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_V}}\right).$$

Ținînd cont că la $t = T_{iV}$, $i(T_{iV}) = I_M$, dacă considerăm că

$$\tau_V \gg T_{iV} - t_1$$

se găsește că

$$I_M = \frac{E - u_A}{R_V}(T_{iV} - t_1).$$

Dacă se admite o creștere cvasiliniară a curentului — și pe întoarcere — se poate spune că

$$T_{iV} - t_1 \cong \frac{T_{iV}}{2}$$

și se obține durata întoarcerii

$$T_{iV} = \frac{2 I_V I_M}{E - u_A}.$$

10.37. Puterea instantanee disipată de fiecare tranzistor va fi produsul dintre curentul de colector i_C și tensiunea u_{CE}, considerînd că tranzistoarele lucrează în clasă B și că curentul este liniar.

Ţinînd seama de reprezentarea din figura 10.36R, *b* şi de faptul că $i_C(t) = i_V(t) = i$,

$$\begin{cases} p_1 = i[E - u_A - u(t)] \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \frac{T_{dV}}{2}; \\ p_2 = -i[u_A + u(t)] \text{ pentru } \frac{T_{dV}}{2} \leqslant t \leqslant T_{dV}. \end{cases}$$

Făcînd înlocuirile rezultă (v. problema 10.36)

$$\begin{cases} p_1 = I_M\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right)\left[E - U_0 - 2R_V I_M + \left(\frac{2R_V}{T_{dV}} - \frac{1}{C_e}\right)I_M t + \frac{I_M t^2}{T_{dV}C_e}\right]; \\ p_2 = I_M\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right)\left[- U_0 - 2R_V I_M + \left(\frac{2R_V}{T_{dV}} - \frac{1}{C_e}\right)I_M t + \frac{I_M t^2}{T_{dV}C_e}\right]. \end{cases}$$

Valorile medii pe intervalul de timp de conducţie ale fiecăruia dintre tranzistoare vor fi

$$P_1 = \frac{1}{T_{dV}/2}\int_0^{T_{dV}/2} p_1 \mathrm{d}t = \frac{I_M}{2}(E - U_0) - \frac{5I_M^2 R_V}{6} - \frac{I_M^2 T_{dV}}{16C_e}$$

şi

$$P_2 = \frac{1}{T_{dV}/2}\int_{-\frac{T_{dV}}{2}}^{T_{dV}} p_2 \mathrm{d}t = \frac{I_M}{2}U_0 + \frac{R_V I_M^2}{6} + \frac{I_M^2 T_{dV}}{16C_e}.$$

Se observă că în funcţie numai de C_e, cu scăderea sa, creşte P_2 şi scade P_1.

Efectul capacităţii C_e se poate neglija dacă este satisfăcută condiţia ca termenul $\frac{I_M^2 T_{dV}}{16C_e}$ să fie mai mic decît cel mai mic dintre termenii $\frac{I_M U_0}{2}$ şi $\frac{R_V I_M^2}{6}$.

Aceasta înseamnă că

$$C_e \geqslant \begin{cases} \frac{3}{8} \cdot \frac{T_{dV}}{R_V}; \\ \frac{I_M}{8} \cdot \frac{T_{dV}}{U_0}. \end{cases}$$

În aceste condiţii expresiile găsite anterior devin

$$u_A = U_0 + I_M\left(R_V + \frac{2L_V}{T_{dV}}\right);$$

$$p_1 = I_M\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right)\left[E - U_0 + 2R_V I_M\left(1 - \frac{t}{T_{dV}}\right)\right];$$

$$p_2 = - I_M\left(1 - \frac{2t}{T_{dV}}\right)\left[U_0 + 2R_V I_M\left(1 - \frac{t}{T_{dV}}\right)\right]$$

şi

$$\begin{cases} P_1 = \dfrac{1}{2} I_M (E - U_0) - \dfrac{5}{6} I_M^2 R_V ; \\ P_2 = \dfrac{1}{2} I_M U_0 + \dfrac{1}{6} R_V I_M^2 . \end{cases}$$

Dacă considerăm puterile medii disipate pe întreaga durată a cursei directe de fiecare tranzistor, se obţine

$$P_{1V} = \frac{1}{2} P_1 = \frac{1}{4} I_M (E - U_0) - \frac{5}{12} R_V I_M^2 ;$$

$$P_{2V} = \frac{1}{2} P_2 = \frac{1}{4} I_M U_0 + \frac{1}{12} R_V I_M^2 .$$

10.38. Perioada T_0 se compune din două intervale de timp : t_a, cît conduce tranzistorul T_2 şi t_b, cît conduce T_1, T_2 fiind blocat.

Primul interval de timp se găseşte considerînd timpul în care condensatorul C se încarcă de la sursă prin R_{C1} şi C şi joncţiunea BE a tranzistorului T_2.

Cînd tensiunea la bornele sale ajunge la o valoare mai mare decît $(0{,}9 - 0{,}95)E$, curentul prin condensatorul C scade mult, T_2 iese din saturaţie şi CBA basculează din starea iniţială cu T_1 blocat şi T_2 în conducţie, în starea cealaltă cu T_1 în conducţie şi T_2 blocat.

Considerînd un circuit cu $\tau_1 = R_{C1}C$ în serie cu sursa E, timpul în care tensiunea la borne

$$u_C = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right)$$

ajunge la o valoare egală cu 95% E se poate deduce din relaţia

$$0{,}95 = \left(1 - e^{-\frac{t_{95}}{\tau_1}}\right).$$

După transformări se ajunge la

$$t_{95} = t_a = 2{,}3\ \tau_1 \log 20 = 3\ \tau_1 .$$

Pentru intervalul celălalt se analizează forma tensiunii pe baza tranzistorului T_2 din figura 10.38R.

Se notează raportul tensiunilor de emitor şi de alimentare cu η :

$$\eta = \frac{R_E}{R_{C1} + R_E} .$$

Se scrie relaţia generală care dă variaţia de tensiune pe bază

$$u(t) = u_{BE2}(t) = U_i - (U_f - U_i)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right),$$

în care $\tau_2 = R_{B2}C$.

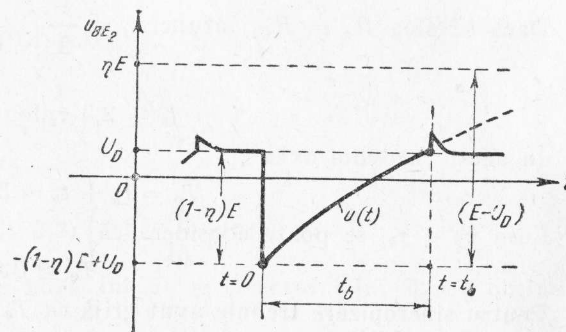


Fig. 10.38R

Înlocuind cu valorile de pe diagramă

$$u(t) = -(1-\eta)E + U_D + (E - U_D)\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right).$$

Pentru $t = t_b$, $u(t) = U_D$.

Făcînd înlocuirile

$$U_D = -E + \eta E + U_D + (E - U_D)\left(1 - e^{-\frac{t_b}{\tau_2}}\right).$$

Dezvoltînd se ajunge la

$$\eta E - U_D = (E - U_D)e^{-\frac{t_b}{2}}$$

sau

$$e^{\frac{t_b}{\tau_2}} = \frac{E - U_D}{\eta E - U_D},$$

de unde prin logaritmare se obține

$$t_b = \tau_2 \ln \frac{E - U_D}{\eta E - U_D} = 2{,}3\ \tau_2 \log \frac{E - U_D}{\eta E - U_D}.$$

Perioada va fi

$$T_0 = t_a + t_b.$$

În general se poate neglija U_D, deoarece

$$E \gg U_D \text{ și } \eta E \gg U_D.$$

Prin urmare

$$t_b = 2{,}3\ \tau_2 \log \frac{1}{\eta}.$$

Dacă se aleg $R_E = R_{C1}$, atunci $\eta = \dfrac{1}{2}$

și

$$t_b = 2{,}3\ \tau_2 \log 2 = 0{,}69\ \tau_2.$$

În acest caz vom avea

$$T_0 = t_a + t_b = 3\ \tau_1 + 0{,}69\ \tau_2.$$

Cum $\tau_1 \ll \tau_2$, se poate considera că

$$T_0 \cong 0{,}69\ \tau_2.$$

Pentru sincronizare trebuie avut grijă ca T_0 să fie mai mare decît perioada impulsurilor de sincronizare T_V:

$$T_0 > T_V.$$

10.39. Formele de undă trasate în funcţie de modul de funcţionare descris sînt prezentate în figura 10.39R.

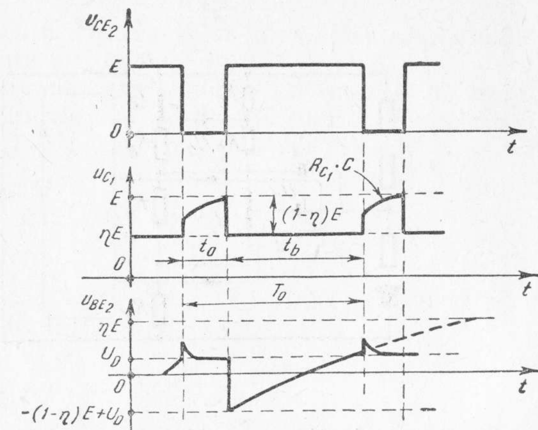


Fig. 10.39R

10.40. *CBA* prezentat în figura 10.40 este un circuit cu două tranzistoare complementare. În aceste condiţii poate lucra cu ambele tranzistoare blocate sau saturate simultan, realizînd un consum redus de la sursă.

În curent continuu acesta este un amplificator cu două etaje cu reacţie negativă prin care se asigură plasarea punctelor de funcţionare în *RAN*, pentru a evita întreruperea accidentală a oscilaţiilor.

Considerînd curenţii de bază neglijabili, iar tensiunile directe pe joncţiunile *BE* ale tranzistoarelor cu siliciu, respectiv pe dioda D_1, egale cu 0,6 V, căderea de tensiune pe rezisteţa R_6 va fi

$$U_{R5} = U_{R6} = \frac{R_5}{R_0 + R_5}(E - U_D).$$

Curentul de colector al tranzistorului T_1 produce pe R_1 o cădere de tensiune egală cu tensiunea directă U_{EB} a tranzistorului T_2

$$I_{C1} \cong \frac{U_{R6}}{R_6} - I_{C1} = \frac{R_5}{R_0 + R_5} \cdot \frac{E - U_D}{R_6} - \frac{U_D}{R_1}.$$

Căderea de tensiune pe rezistenţele R_8 şi R_9 se ia egală cu $(0{,}1 \div 0{,}2)E$, spre a asigura o tensiune colector—emitor suficient de mare pentru T_2 şi astfel prin saturarea acestuia în timpul funcţionării ca oscilator, un curent suficient de mare pentru încărcarea rapidă a condensatorului

$$(R_8 + R_9)I_{C2} \cong (0{,}1 \div 0{,}2)E,$$

ceea ce conduce la relaţia

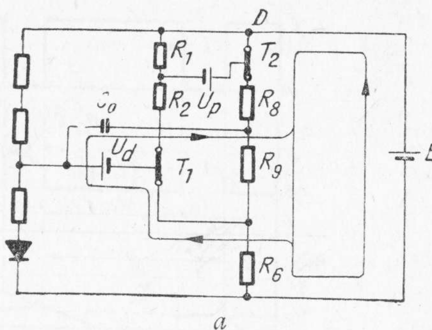
$$\frac{R_5}{R_0 + R_5} \cong (0{,}1 \div 0{,}2)\frac{R_6}{R_8 + R_9},$$

respectiv

$$(R_8 + R_9) \cong (0{,}1 \div 0{,}2)\left(1 + \frac{R_0}{R_5}\right)R_6.$$

Prin conectarea condensatorului C_0 între baza lui T_1 şi colectorul lui T_2, se obţine o reacţie pozitivă.

Schema echivalentă în stare cvasistabilă cu ambele tranzistoare saturate este cea din figura 10.40R, *a*.



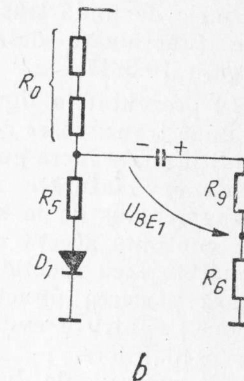


Fig. 10.40R

Constanta de timp τ_1 este

$$\tau_1 = C_0 \frac{R_9\left(R_8 + \frac{R_2 R_6}{R_2 + R_6}\right)}{R_9 + R_8 + \frac{R_2 R_6}{R_2 + R_6}} \cong C_0 \frac{R_9(R_8 + R_6)}{R_9 + R_8 + R_6}.$$

Curentul de încărcare scade exponențial spre zero, pornind de la valoarea inițială

$$I_{in} \cong \frac{E}{R_8 + R_6}.$$

Condițiile de saturare ale celor două tranzistoare sînt deduse din

$$I_{C1\ sat\ min} + \frac{U_D}{R_1} = \frac{I_{C2\ sat\ max}}{\beta_2} = I_{B2\ sat\ max},$$

de unde

$$I_{C2\ sat\ max} < \beta_2\left(I_{C1\ sat\ min} - \frac{U_D}{R_1}\right).$$

Înlocuind se obține

$$\frac{E}{R_6 + R_8} < \beta_2\left(\frac{1}{R_2} \frac{R_8}{R_6 + R_8} \cdot E - \frac{U_D}{R_1}\right)$$

sau

$$\frac{E}{R_6 + R_8} < \beta_2 \frac{R_8}{R_6 + R_8} \cdot \frac{E}{R_2}.$$

În fine, condiția este

$$\beta_2 R_8 > R_2.$$

Schema echivalentă în starea cvasistabilă cu ambele tranzistoare blocate este cea din figura 10.40R, *b*.

10.41. Perioada de oscilație T_0 este compusă din duratele celor două stări cvasistabile t_1 și t_2 pentru care s-au făcut schemele echivalente din figurile 10.40R *a* și *b*.

Circuitul se menține în starea cu ambele tranzistoare saturate un interval de timp t_1 în care curentul exponențial descrescător de încărcare al condensatorului este superior ca valoare curentului incipient de saturație al lui T_2:

$$I_{B2\,sat} = \frac{I_{C1}}{\beta_1},$$

adică

$$I_{inițial} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \geqslant \frac{R_8 + R_9}{R_6 + R_8 + R_9} \cdot \frac{E}{\beta_1 R_2}.$$

Înlocuind

$$I_{in} = \frac{E}{R_6 + R_8},$$

se găsește

$$t_1 \cong \tau_1 \ln \frac{\beta_1 R_2}{R_8 + R_9} \cong (5 \div 7)\tau_1.$$

Condensatorul tinde să se încarce către o tensiune finală egală cu

$$U_0 = U_{C final} = U_{R9} - U_D = \frac{R_9}{R_8 + R_6 + R_9} \cdot E - U_D.$$

În starea cu ambele tranzistoare blocate, condensatorul C_0 se descarcă prin rezistența R_0 și $R_9 + R_6$, dar

$$R_0 \gg R_9 + R_6$$

și constanta de timp τ_2 este atunci

$$\tau_2 \cong R_0 C_0.$$

Din diagrama din figura 10.41R se observă că

$$U_{inițial} = -U_0;$$

$$U_{final} = +E.$$

Scriind direct relația care dă variația de tensiune la bornele condensatorului C_0, respectiv pe baza lui T_1, pentru situația $t = t_2$ cînd $u(t) = U_D$, se găsește

$$U_D = U_{in} + (U_f - U_{in})\left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_2}}\right).$$

După transformări succesive se obține

$$\frac{U_D - U_{in}}{U_f - U_{in}} = 1 - e^{-t_2/\tau_2}$$

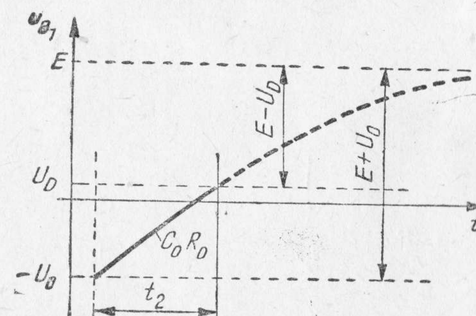


Fig. 10.41R

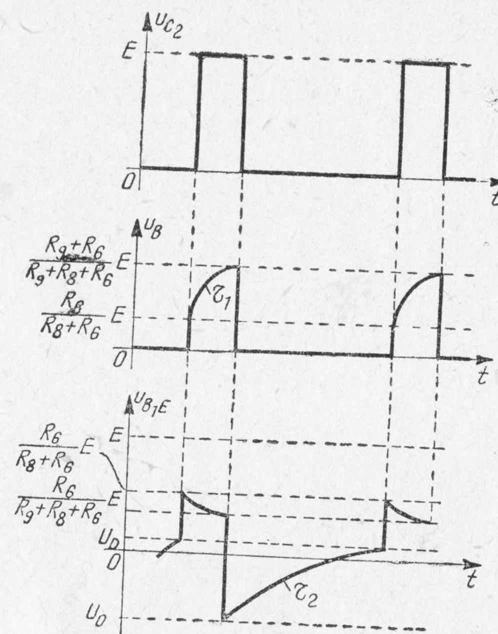


Fig. 10.42R

şi

$$e^{-\frac{t_2}{\tau_2}} = 1 - \frac{U_D - U_{in}}{U_f - U_{in}} = \frac{U_f - U_{in} - (U_D - U_{in})}{U_f - U_{in}};$$

sau

$$e^{\frac{t_2}{\tau}} = \frac{U_f - U_{in}}{(U_f - U_{in}) - (U_D - U_{in})},$$

din care rezultă:

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{E + U_0}{E - U_D} \cong 2{,}3\ \tau_2 \log\left(1 + \frac{R_9}{R_8 + R_6 + R_9}\right).$$

Cu valorile folosite în schema reală rezultă

$\tau_1 \cong 0{,}044$ ms;

$t_1 \cong 6 \cdot \tau_1 \cong 0{,}264$ ms;

$\tau_2 = 0{,}1$ s;

$t_2 = 0{,}2\ \tau_2 \cong 0{,}020$ s $= 20$ ms.

Se observă că starea de blocare este cea care durează aproape toată perioada de baleiaj vertical, deoarece

$$t_2 \geqslant t_1.$$

Perioada va fi deci

$$T_0 = t_1 + t_2 \cong t_2.$$

10.42. În figura 10.42R s-au reprezentat formele de tensiuni cerute.

Se observă limitele de variație ale tensiunilor conform celor analizate în problemele 10.40 şi 10.41 şi influenţa celor două constante de timp asupra fronturilor şi palierelor tensiunilor.

În colectorul tranzistorului T_2 tensiunea are o formă corectă. De aici se ia semnalul de ieşire pentru formatorul *TLV* şi blocul de amplificare de baleiaj *V*.

11. CIRCUITE DE ALIMENTARE

● Redresoare

11.1. Se obține forma de undă din figura 11.1R.
11.2. Se obține forma de undă din figura 11.2R.

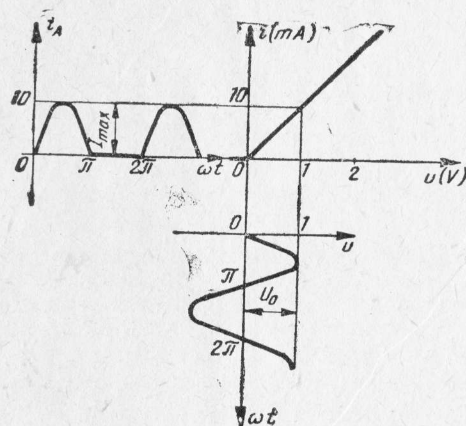


Fig. 11.1R

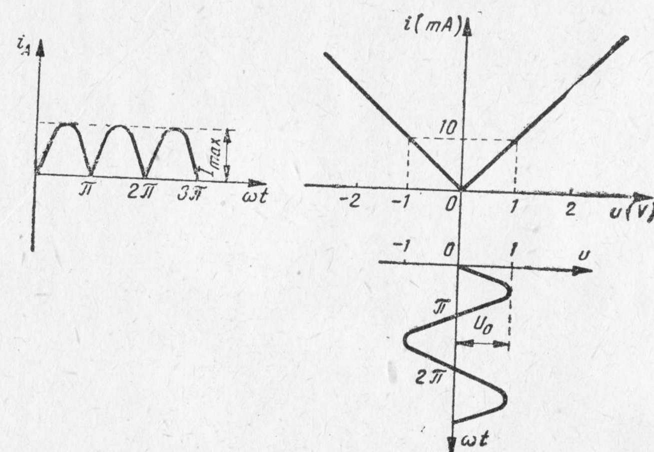


Fig. 11.2R

11.3. În acest caz, pentru $e_2 = E_2 \cos \omega t$,

$$\begin{cases} i = \dfrac{E_2 \cos \omega t - e_0}{R_s + R_i} & \text{pentru } e_2 > e_0 ; \\ i = 0 & \text{pentru } e_2 < e_0 . \end{cases}$$

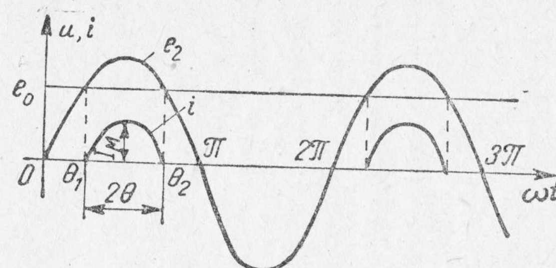


Fig. 11.3R

Dacă se notează cu 2θ unghiul de conducție, rezultă

$$\cos\theta = \frac{e_0}{E_2}.$$

Se obține

$$I_M = \frac{E_2 - e_0}{R_s + R_t};$$

$$I_0 \cong \frac{E_2}{\pi(R_i + R_s)}\sin\theta - \frac{e_0}{\pi(R_t + R_s)}\theta;$$

$$U_{inv\,M} = E_2 + e_0.$$

Pentru datele problemei: $\cos\theta = 0{,}6 \rightarrow \theta \cong 53°$; $I_M = 4$ A; $I_0 \cong 1{,}067$ A; $U_{inv\,M} = 16$ V.

11.4. $U_0 = \dfrac{U}{\pi}$; $U = \dfrac{R_s}{R_t + R_s}E_2$; $E_2 = nE_1 = 440$ V;

$$R_t = R_i + r_2 + n^2 r_1;\ R_i = \frac{1}{S} = 500\ \Omega;\ R_t = 565\ \Omega.$$

Rezultă $U = 370$ V, iar $U_0 = 118$ V; $I_{aM} = \dfrac{E_2}{R_t + R_s} = 123$ mA.

11.5. $E_2 = \dfrac{e_0}{\cos\theta}$; $E_2 = \dfrac{12}{0{,}087} \cong 138$ V. Rezultă $n = \dfrac{E_2}{E} = 0{,}627$. Deoarece $\theta \cong \dfrac{\pi}{2}$, se poate considera, fără să se facă o eroare prea mare, că

$$I_0 \cong \frac{E_2}{\pi(R_t + R_s)} - \frac{e_0}{2(R_t + R_s)};\ R_t \cong 35{,}93\ \Omega.$$

Rezultă: $I_0 \cong 70{,}8$ mA; $U_0 = R_s I_0 = 35{,}4$ V; $U_{inv\,M} = E_2 + e_0 = 150$ V.

11.6. $I_0 = \dfrac{U_0}{R_s} = 50$ mA; $I_0 = \dfrac{E_2}{\pi(R_t + R_s)} - \dfrac{e_0}{2(R_t + R_s)}$; $R_t = R_i$;

$$E_2 = \frac{2\pi I_0(R_i + R_s) + e_0\pi}{2} \cong 181\ \text{V}.$$

Rezultă $n = \dfrac{E_2}{E_1} \cong 0{,}82$.

11.7. Puterea absorbită de circuitul de redresare de la sursa de curent alternativ este

$$P_a = \frac{1}{2\pi}\int_0^{} \frac{E_2^2\sin^2\omega t}{R_t + R_s}\,d(\omega t) = \frac{E_2^2}{4(R_t + R_s)}.$$

Puterea de curent continuu debitată în sarcină este $P_u = \frac{U_0^2}{R_s} = \frac{E_2^2 R_s}{\pi^2(R_t + R_s)^2}$; rezultă randamentul redresării $\eta = \frac{P_u}{P_a} = 0,405 \frac{1}{1 + \frac{R_t}{R_s}}$; în cazul ideal $R_t = 0$ şi $\eta = 40,5\%$.

11.8. Pe durata impulsului $(0, t_1)$ condensatorul C se încarcă, iar pe durata $t_1 - t_2$ se descarcă pe rezistenţa de sarcină R_s.

Constanta de timp de încărcare $\tau_i = \frac{RR_s}{R + R_s} C \cong 74$ µs; deoarece $\frac{T}{2} > 3\tau_i$, condensatorul se va încărca aproximativ pînă la valoarea de vîrf a tensiunii aplicate.

Constanta de timp de descărcare $\tau_d = R_s C = 5$ ms; deoarece $\tau_d \gg \frac{T}{2}$ se poate considera că, condensatorul se va descărca foarte puţin. Rezultă $U_0 \cong 79$ V.

11.9. $E_2 = \frac{U_0}{\cos\theta} = 400$ V, deci $n = \frac{E_2}{E_1} \cong 1,82$. Din graficul prezentat în figura 11.3 rezultă pentru $\theta = 60°$:

$F_1(\theta) = \operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{R_s} \cong 0,64$; $R_t = R_i$ şi se obţine $R_s \cong 1,473$ kΩ; $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = 136$ mA;

$\gamma = \frac{\pi - \theta}{2\pi f C R_s} \cong 18\%$; $U_{inv\ M} = E_2 + U_0 = 600$ V.

11.10. $E_2 = n\ E_1 = 220$ V; $U_0 \cong E_2 \cos\theta$; $F_1(\theta) = \operatorname{tg}\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{R_s}$; $R_t = R_i + r_2 + n^2 r_1 = 80\ \Omega$; $F_1(\theta) \cong 0,125$.

Din figura 11.3 rezultă

$\theta° \cong 41°$; $\cos\theta = 0,76$; $U_0 \cong 167$ V; $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = 83,5$ mA; $U_{inv\ M} = 220 + 167 = 387$ V; $\gamma = \frac{\pi - \theta}{2\pi f C R_s} \cong 3,86\%$.

11.11. $\eta = 81\%$ (A se urmări problema 11.7).

11.12. $E_2 = nE_1 = 330$ V; $U = \frac{R_s}{R_t + R_s} E_2$; $U = \frac{\pi U_0}{2} = 236$ V.

Rezultă:

$$R_t = \frac{R_s(E_2 - U)}{U} \cong 1\text{k}\Omega;\quad R_i = \frac{R_t - r_2 - r_1 n^2}{2} = 486,4\ \Omega.$$

11.13. $F_1(\theta) = \text{tg}\,\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{2R_s}$; $R_t = 2R_i + r_2 + n^2 r_1 = 220\ \Omega$; $F_1(\theta) = 0{,}172$.

Din figura 11.3 rezultă

$\theta = 45°$; $U_0 = E_2 \cos\theta$; $U_0 = 17$ V; $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = 8{,}5$ mA; $\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{4\pi f C R_s} = 5\%$.

11.14. $U_0 = \frac{2U}{\pi}$; $U = \frac{R_s}{R_t + R_s} E_2$; $E_2 = nE_1 = 440$ V; $R_t = R_i + r_2 + n^2 r_1 = 113\ \Omega$.

Rezultă

$U \cong 428$ V şi $U_0 \cong 272$ V; $\gamma = \frac{U_1}{U_0}$ (U_1 – amplitudinea componentei fundamentale cu $f = 100$ Hz); $U_1 = \frac{4U}{3\pi} \cong 182$ V; $\gamma = 66{,}8\%$; $U_{inv\,M} \cong 2E_2 = 880$ V.

11.15. $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = \frac{2U}{\pi R_s}$; $I_0 = \frac{2E_2}{\pi(R_t + R_s)}$; $I_M = \frac{2E_2}{R_t + R_s}$.

Rezultă :

$$I_M = \pi I_0 = 214 \text{ mA}.$$

11.16. $F_1(\theta) = \text{tg}\,\theta - \theta = \frac{\pi R_t}{2R_s} = 0{,}045$; din graficul prezentat în figura 3 rezultă : $\theta \cong 28°$; $\cos\theta = 0{,}88$; $U_0 \cong E_2 \cos\theta \cong 387{,}2$ V; $U_{inv\,M} \cong E_2(1 + \cos\theta) = 827{,}2$ V; $\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\,\omega C R_s} \cong 3{,}5\%$.

11.17. $R_s = \frac{U_0'}{I_0} = 2{,}5$ kΩ. Din condiţia pentru funcţionarea normală a redresorului (vezi breviar) rezultă :

$L \geqslant \frac{R}{3\omega} = 2{,}65$ H; se alege $L = 3$ H; presupunînd $R_t \cong 0$, $\gamma = \frac{2}{3} = 0{,}667$; $C = \frac{0{,}667 + \gamma'}{4\gamma'\omega^2 L} = 12{,}1\ \mu$F.

Căderea de tensiune continuă la bornele bobinei $U_{L0} = 0{,}02\ U_0' = 2$ V; valoarea maximă a rezistenţei bobinei $R_L = \frac{U_{L0}}{I_0} = 50\ \Omega$.

11.18. $U_0' = \frac{R_s}{R_s + R_L} U_0 = U_0$; $U_0 = \frac{2U}{\pi} = \frac{2E_2}{\pi}$; $U_0 \cong 70$ V; $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = 58{,}3$ mA.

Factorul de ondulaţie $\gamma' = \frac{\gamma}{4\,\omega^2 LC - 1}$.

Pentru $R_t = 0$; $\gamma = 0{,}667$; $\gamma' = 2{,}8\%$; $I_M = \frac{U_0}{R_s} + \frac{U_1}{\sqrt{R_L^2 + \left(2\omega L - \frac{1}{2\omega C}\right)^2}}$

$U_1 = \gamma\ U_0 = 1{,}96$ V, şi $I_M \cong 59$ mA.

11.19. $U_0' = \frac{R_s}{R_s + R_L} U_0$; $U_0 = \frac{2U}{\pi}$; $U = \frac{R_s + R_L}{R_t + R_s + R_L} E_2$; $R_t = R_i + r_2 + n^2 r_1 =$ $= 126{,}4\ \Omega$; $E_2 = nE_1 = 264$ V; $U \cong 241$ V.

Rezultă :

$$U_0' \cong 136\ \text{V};\ I_0 = \frac{U_0'}{R_s} \cong 114\ \text{mA};\ \gamma' = \frac{\gamma}{4\omega^2 LC - 1};\ \gamma = \frac{2}{3}\left(1 + \frac{R_t}{R_s + R_L}\right) \cong 0{,}73;$$

$\gamma' \cong 4{,}94\%$; $U_1 = \gamma' U_0' = 6{,}72$ V.

11.20. $\theta° = 45°$; $\cos\theta = 0{,}707$; $F_1(\theta) = \frac{\pi R_t}{2(R_s + R_L)} = \operatorname{tg}\theta - \theta \cong 0{,}2$; $R_t = R_i +$ $+ r_2 + n^2 r_1 \cong 100\ \Omega$; se presupun neglijabile pierderile în transformator ; rezultă

$$R_s = 585\ \Omega;\ U_0' = R_s I_0 = 51{,}37\ \text{V};\ U_0 = (R_s + R_L) I_0 = 58{,}9\ \text{V};\ E_2 \cong \frac{U_0}{\cos\theta} \cong 83\ \text{V};$$

$E_1 = \frac{E_2}{n} \cong 28$ V.

Factorul de ondulaţie la intrarea în filtru

$$\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega C(R_s + R_L)} \cong 12{,}7\%;$$

Factorul de ondulaţie la ieşirea din filtrul LC este

$$\gamma' = \frac{\gamma}{4\omega^2 LC_0 - 1} \cong 0{,}56\%.$$

11.21. În acest caz $F_1(\theta) = \frac{\pi R_t}{2(R_s + R_L + R_1)}$; rezultă $R_s = 385\ \Omega$; $U_0' = R_s I_0 \cong 29$ V.

Factorul de ondulaţie la intrare în filtrul LC_0 este

$\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega C(R_L + R_1 + R_s)} \cong 12{,}7\%$; factorul de ondulaţie al tensiunii redresate la ieşirea din filtrul LC_0 este

$$\gamma' = \frac{\gamma}{4\omega^2 LC_0 - 1} = 0{,}56\%.$$

Factorul de ondulaţie al tensiunii redresate obţinute pe sarcină este

$$\gamma'' = \frac{\gamma'}{2\omega C_1 R_1} = 0{,}45\,\%.$$

11.22. $\gamma_R' = \frac{\gamma}{2\omega RC}$; $\gamma_L' = \frac{\gamma}{4\omega^2 LC - 1} \cong \frac{\gamma}{4\omega RC}$;

rezultă :

$$\gamma_R' = 2\gamma_L'.$$

11.23. Se face calculul considerîndu-se redresorul cu intrarea pe $C = 25\ \mu F$ şi $R_s' = R_s + R_0 = 3{,}5\ k\Omega$. Se calculează $F_1(\theta) = \frac{\pi R_t}{2R_s'}$, unde $R_t = 2R_i + r_2 + n^2 r_1 = 530\ \Omega$; $F_1(\theta) = 0{,}24$; din figura 3 se obţine $\theta \cong 47°$; $\cos\theta = 0{,}68$. Rezultă, la intrarea filtrului R_0C_0 : $U_e = E_2 \cos\theta = nE_1 \cos\theta \cong 300$ V ; $\gamma = \frac{\pi - 2\theta}{2\omega C R_s'} \cong 2{,}73\%$. Aceste mărimi, la ieşirea din filtrul R_0C_0, vor avea valorile

$$U_0' = \frac{R_s}{R_0 + R_s} U_0 \cong 214 \text{ V} ; \gamma' = \frac{\gamma}{2\omega C_0 R_0} = 0{,}17\%.$$

11.24. Se determină U_0 la intrarea în filtrul R_0C_0.

$$R_t = R_i + r_2 + n^2 r_1 = 124\ \Omega.$$

În acest caz expresia funcţiei $F_1(\theta)$ este

$$F_1(\theta) = \frac{2\pi R_t}{R_s + R_0} = 0{,}071 ;$$

din figura 3 rezultă

$$\theta \cong 32° ; \cos\theta = 0{,}848 ; U_0 \cong 2E_2 \cos\theta \cong 746 \text{ V} ; U_0' = \frac{R_s}{R_s + R_0} U_0 \cong 678 \text{ V} ; I_0 = \frac{U_0'}{R_s} = 67{,}8 \text{ mA}.$$

Factorul de ondulaţie la intrarea în filtrul R_0C_0 este

$$\gamma = \frac{\pi - \theta}{\omega C(R_s + R_0)} \cong 3\% ;$$

rezultă factorul de ondulaţie la ieşirea din filtru

$$\gamma' = \frac{\gamma}{2\omega R_0 C_0} \cong 0{,}19\% ; U_{inv\,M} \cong E_2(1 + \cos\theta) \cong 813 \text{ V}.$$

Stabilizatoare de tensiune

11.25. $U_z = \frac{P_{az}}{I_{zM}} = 10$ V. Expresiile tensiunii maxime, respectiv minime, la intrare, sînt :

$$U_{Im} = R(I_{sM} + I_{Zm}) + U_Z ;$$
$$U_{IM} = R(I_{sm} + I_{ZM}) + U_Z.$$

Rezultă:

$$I_{sM} = \frac{U_{1m} - U_Z - RI_{Zm}}{R} = 26 \text{ mA};$$

$$I_{sm} = \frac{U_{1M} - U_Z - RI_{ZM}}{R} = 21 \text{ mA}.$$

$\Delta I_Z = I_{ZM} - I_{Zm} = 17$ mA ; variaţia tensiunii la ieşirea stabilizatorului $\Delta U_Z = R_Z \Delta I_Z = 0{,}136$ V.

11.27. Se alege dioda DZ 309-IPRS ($U_Z = 9$ V ; $I_{ZM} = 100$ mA ; $I_{Zm} = 5$ mA ; $R_Z = 25\ \Omega$). Tensiunea U_1 se alege din condiţia $U_1 \cong 2U_Z = 18$ V pentru a se asigura un bun factor de stabilizare a tensiunii pe sarcina R_s;
rezultă:

$$U_{1M} = 20{,}7 \text{ V}; \quad U_{1m} = 15{,}3 \text{ V}.$$

Se calculează:

$$R_{sm} = \frac{U_s}{I_{sM}} = 180\ \Omega; \quad R_{sM} = \frac{U_s}{I_{sm}} = 450\ \Omega$$

şi rezistenţa de limitare [folosind relaţia (15)]:

$$R = \frac{U_1\left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) - U_Z}{I_{sm} + I_{ZM}} = \frac{U_{1M} - U_Z}{I_{sm} + I_{ZM}} = \frac{11.7}{120 \cdot 10^{-3}} = 97{,}5\ \Omega.$$

Se alege $R = 100\ \Omega$ şi se verifică că $R_m < R < R_M$:

$$R_m = \frac{U_{1M} - U_Z - R_Z I_{ZM}}{I_{ZM}\left(1 + \frac{R_Z}{R_{sM}}\right) + \frac{U_Z}{R_{sM}}} \cong 73{,}3\ \Omega;$$

$$R_M = \frac{U_{1m} - U_Z - R_Z I_{Zm}}{I_{Zm}\left(1 + \frac{R_Z}{R_{sm}}\right) + \frac{U_Z}{R_{sm}}} \cong 110\ \Omega.$$

Se află $P_R = (I_{sm} + I_{ZM})^2 R = 1{,}44$ W.

Rezistenţa de ieşire a stabilizatorului este:

$$R_{ieş} = \frac{R_Z R}{R_Z + R} = 20\ \Omega.$$

11.28. $I_{ZM} = \frac{P_{dZ}}{U_Z} = 38{,}9$ mA ; $I_{ZM} = \frac{U_{1M} - U_Z}{R}$; $R = \frac{U_{1M} - U_Z}{I_{ZM}} = 107\ \Omega$. Se alege o rezistenţă mai mare ca 107 Ω.

11.31. Datele pentru tranzistorul AC 181 se iau din catalog, Z_1 este formată din două diode DZ 310 în serie. Datele diodei DZ 310; $U_Z = 10$ V; $I_{Zm} = 5$ mA; $I_{ZM} = 100$ mA.

Rezistența R_2 trebuie să asigure curentul I_{Zm} prin diode cînd tensiunea la intrare este U_{1m}:

$$R_{2M} = \frac{U_{1m} - 2U_Z}{I_{Zm}} = 1{,}4 \text{ k}\Omega \text{; se alege } R_2 = 1{,}2 \text{ k}\Omega.$$

Curentul maxim ce trece prin dioda Zener

$$I_{ZM} = \frac{U_{1M} - 2U_Z}{R_2} = 11{,}7 \text{ mA}.$$

Rezistența R_1 limitează puterea disipată pe tranzistor. Ea se determină din relația:

$$R_1 = \frac{U_{1M} - U_2' - U_{CEM}}{I_s'},$$

unde U_{CEM} este tensiunea maximă colector–emitor a tranzistorului T_1, care se admite, iar I_s' — curentul de colector a acestui tranzistor. Acest curent este $I_s' = I_s + I_{Z2} \geqslant 35 + I_{Zm} = 40$ mA. Se alege $I_s' = 42$ mA și $U_{CEM} = 8$ V $\leqslant 16$ V (valoarea din catalog). Deci rezultă:

$$U_2' = 2U_Z - U_{BE} \cong 2U_Z$$

și

$$R_1 \cong 140 \ \Omega.$$

La fel se calculează etajul următor, considerînd că tensiunea de intrare este U_2' și curentul I_s' se divizează pe sarcină și prin Z_2 care se alege cu tensiunea nominală $U_{Z2} = 10$ V și $I_Z = 7$ mA.

11.32. Semnalul de eroare care comandă tensiunea bazei tranzistorului regulator este în prealabil amplificat. În cazul introducerii între ieșirea stabilizatorului și intrarea tranzistorului regulator a unui amplificator de curent acest lucru va fi echivalent cu mărirea factorului de amplificare al tranzistorului regulator, deci cu mărirea factorului de stabilizare. Dacă tensiunea pe sarcină crește, crește tensiunea de negativare în baza lui T_2; curentul de bază al acestuia crește; la fel va crește și curentul de colector; va crește polarizarea bazei lui T_1, scade i_B, deci scade curentul de emitor al lui T_1, care este echivalent cu curentul de sarcină și deci scade tensiunea la bornele rezistenței de sarcină.

11.33. $B = \frac{I_{sM} + I_{Zm}}{I_{sm} + I_{ZM}}$. Se alege dioda DZ 309 ($U_Z = 9$ V; $I_{ZM} = 100$ mA; $I_{Zm} = 5$ mA; $R_Z = 25$ Ω).

Rezultă:

$$B = 0{,}417 \text{; } E = \left(1 - \frac{\beta}{100}\right) - \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)B = 0{,}32 \text{; } E > 0, \text{ dioda corespunde } U_1 \cong 2U_Z = 18 \text{ V},$$

$$R = \frac{U_1\left(1 + \frac{\alpha}{100}\right) - U_Z}{I_{sm} + I_{ZM}} = 97{,}5 \ \Omega. \text{ Se alege } R = 100 \ \Omega.$$

Puterea maximă disipată de rezistența R este:

$$P_R = (I_{sM} + I_{ZM})^2 R = 1{,}44 \text{ W};$$

factorul de stabilizare $F \cong \left(\frac{R + R_r}{R_Z} + 1\right)\frac{U_Z}{U_1} = 2{,}8$;

se determină rezistența de ieșire a stabilizatorului

$$R_{ieș} = \frac{R_Z(R + R_r)}{R_Z + R + R_r} = 20{,}5 \ \Omega.$$

11.34. Condensatoarele C_1 și C_2 sînt condensatoare cu tantal și au rolul de a evita apariția unor oscilații parazite atunci cînd la ieșirea stabilizatorului se conectează sarcina, care este de obicei un aparat electronic. Condensatorul C_3 are același rol, prin eliminarea unei reacții parazite ce poate duce la apariția unor oscilații parazite a schemei stabilizatorului integrat.

Se verifică că $\frac{U_s}{R_1} = 50 \text{ mA} > 3I_Q = 36 \text{ mA}$. În aceste condițiuni domeniul de reglaj al tensiunii U_v este $\frac{U_{vM}}{U_{vm}} = \frac{R_1 + R_2}{R} = 2$; mai exact, $U_{vM} = U_s\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] + I_Q R_2 = 11{,}2 \text{ V}$, $U_{vm} = 5 \text{ V}$ și $\frac{U_{vM}}{U_{vm}} = 2{,}24$; avînd în vedere că $U_{12m} \cong 2{,}5 \text{ V}$ (vezi datele de catalog) și ținînd seama de eventualele variații ale tensiunii U_1 (obținute prin redresare de la rețea) se alege $U_1 = 1{,}1\,(U_{vM} + U_{12m}) \cong 15 \text{ V}$ (coeficientul 1,1 ține seama de variațiile tensiunii de rețea). În aceste condițiuni $U_{12M} \cong U_1 - U_{vm} = 10 \text{ V}$, ceea ce corespunde cu datele de catalog.

11.35. Se alege circuitul integrat de tip LM 340 – 08, cu $U_s = U_{vm} = 8 \text{ V}$; $I_{SM} = 1 \text{ A}$; $I_Q = 7 \text{ mA}$; $U_{12m} = 2{,}5 \text{ V}$ și $U_{12M} = 17 \text{ V}$. Se află din relația (17) $R_1 < \frac{U_s}{3I_Q} = \frac{5}{21}10^3 = 238 \ \Omega$. Se alege $R_1 = 200 \ \Omega$. Din relația (18) $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1{,}5$; se obține $R_2 = 100 \Omega$. Se află $U_{vM} = 12{,}7 \text{ V}$ și $U_1 = 1{,}1\,(U_{vM} + U_{12m}) \cong 17 \text{ V}$. În aceste condițiuni $U_{12M} = U_1 - U_{vm} = 9 \text{ V} \leqslant 17 \text{ V}$.

11.36. Se va folosi schema de stabilizator de curent din figura 11 cu circuitul integrat de tip LM 341 –5,0 cu $U_s = 5 \text{ V}$, $I_{sM} = 0{,}5 \text{ A}$, $I_Q = 7 \text{ mA}$, $U_{12m} = 2{,}2 \text{ V}$, $U_{12M} = 20 \text{ V}$. Din relația (19) se află pentru $I_s = 50 \text{ mA}$, $R_1 = U_s/I_s = 100 \ \Omega$. Pentru a determina tensiunea U_1 se pleacă de la faptul că ansamblul de acumulatoare la terminarea procesului de încărcare trebuie să aibe $U_2 = 15 \text{ V}$. În aceste condițiuni $U_1 = 1{,}1\,(U_2 + U_s + U_{12m}) \cong 25 \text{ V}$ și $U_{12M} = U_1 - U_s - U_{2m} = 25 - 5 - 12 = 8 \text{ V} \leqslant 20 \text{ V}$.

11.37. Se consideră pentru simplificare un transformator avînd număr egal de spire în primar și secundar ($n_1 = n_2 = n$). Dacă S_{fer} este suprafața ferestrei (m^2), iar S_f secțiunea în miez (m^2), se obține utilizînd relația (21)

$$S_f = \frac{4}{3} S_{fer} = \frac{4}{3} n\pi d^2 = \frac{4}{3} n\pi 1{,}13^2 \frac{I_1}{J} 10^6.$$

Deoarece $n = U_1/n_V$, iar n_V este dat de relația (22), se obține în final $S_f \cong 10^{-3} \sqrt{\frac{P}{f}}$ (m^2).

11.38. Din $4a^2(m^2) = 10^{-3} \sqrt{\frac{P}{f}}$ rezultă:

$$a\ (cm) = 0{,}595 \sqrt[4]{P(VA)}\ .$$

11.39. Se alimentează un transformator de la rețeaua de 220 V, avînd ca sarcină secundarul celui de al doilea transformator, care în aceste condiții realizează în înfășurarea primară tensiunea de 220 V la care se poate, fără dificultate, asigura o sarcină de 200 VA.

11.40. Rezultă $n = \sqrt{\frac{45}{5}} = 3$.

11.41. În funcție de sensul înserierii, n_2/n_1 sau zero.

11.42. Conform problemei 11.38 : a (cm) $= 0{,}595 \sqrt[4]{P(VA)} \cong 1{,}4$ cm. Se alege tola E-14. Din relația (18), pentru $B_M = 0{,}8T$ rezultă $n_v = 7{,}182$ sp/V și $n_1 = n_v \cdot 0{,}95 \cdot 220 = 1\,501$ sp, $n_2 = n_v \cdot 1{,}05 \cdot 24 = 181$ sp. Dacă $\eta_T = 0{,}95$ rezultă $P_1 = 31{,}58$ VA și curentul prin primar $I_1 = \frac{P_1}{U_1} = 0{,}144$ A. La o densitate de curent de 2 A/mm² se alege $d_1 = 0{,}35$ mm. Similar, pentru secundar $I_2 = 1{,}25$ A și $d_2 = 0{,}9$ mm. Dacă sîrma este cupru-email, conform tabelului (11.1), $q_1 = 592$ sp/cm², $q_2 = 101$ sp/cm², ocupă suprafața $S = n_1/q_1 + n_2/q_2 = 4{,}32$ cm². Suprafața ferestrei este $3a^2 = 5{,}88$ cm², ceea ce ținînd seama de prezența carcasei bobinajului este corespunzător.

11.43. $P_2 = 3$ VA, $P_1 = 3{,}16$ VA ($\eta_T = 0{,}95$) ; se alege tola E-8, $n_v = 22$ sp/V (pentru $B_M = 0{,}8$ T). Se obține : $n_1 = 4\,598$ spire, $n_2 = 231$ spire, conductor cupru-email pentru $J = 2$ A/mm² ; $d_1 = 0{,}1$ mm, $q_1 = 5 \cdot 700$ sp/cm², $d_2 = 0{,}45$ mm, $q_2 = 368$ sp/cm². Secțiunea ocupată de conductoare este $S = 1{,}44$ cm², în raport cu fereastra de 1,92 cm².

Coli de tipar 30.500. B.T. 16.02.1982.
Format 12,61×86. Apărut 1982.

I. P. „Oltenia" Craiova
Str M Viteazul nr. 4
Republica Socialistă România
Plan 7059/244/1981

